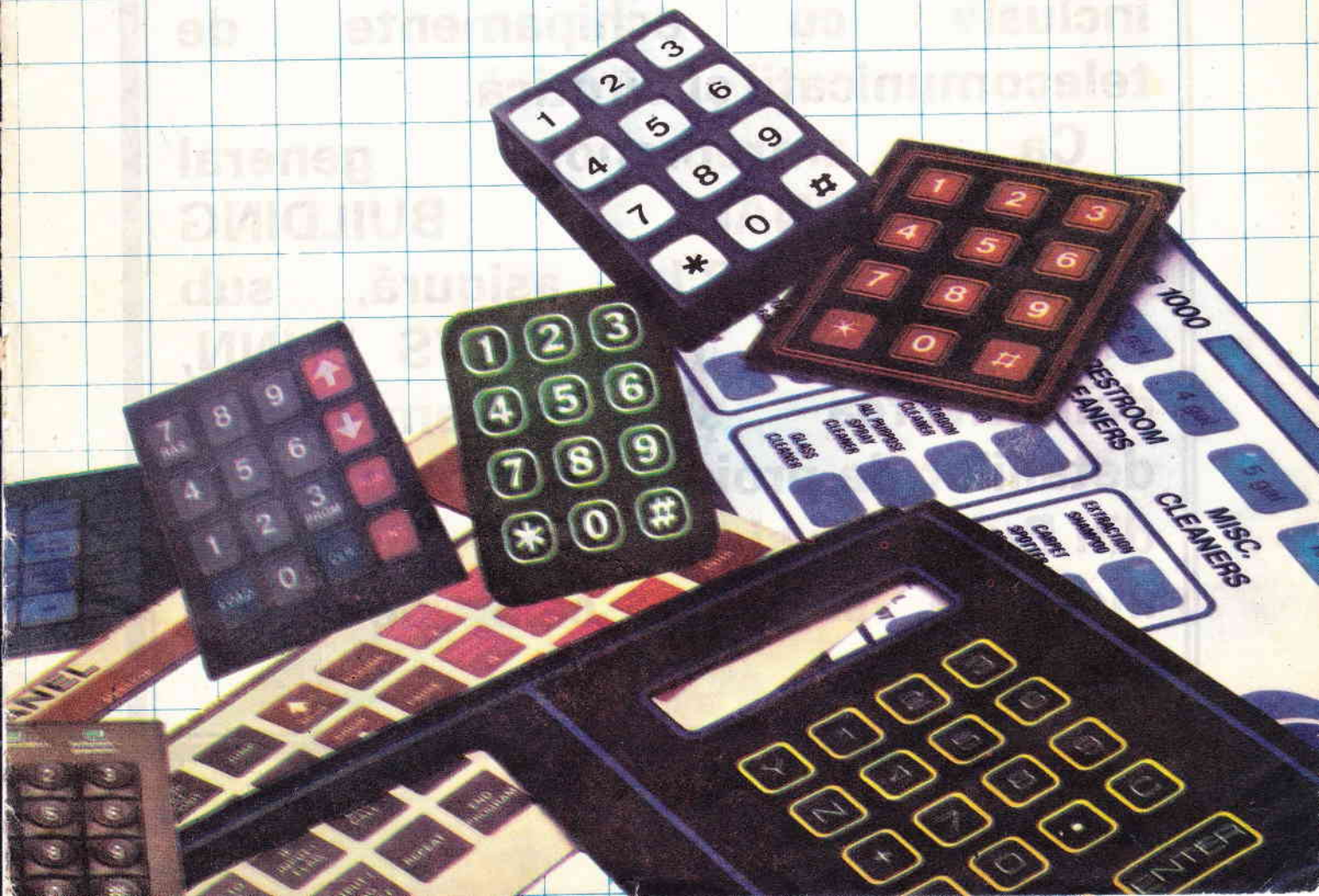
electronistul

REVISTĂ DE ORIENTARE PROFESIONALĂ, CONSTRUCŢII ELECTRONICE, INIŢIERE, RECICLARE, SERVICE -DEPANARE

NR.14

DIN SUMAR:

Circuite egalizoare
Super HI-FI phono amplifier
Proiectarea incintelor acustice pentru difuzoare
Generator - frecvenţmetru cu Spectrum
Variator de turaţie
Generator digital - analog
Amplificator US



INTERNATIONAL BUILDING COMPROD S.R.L.

Bulevardul Hristo Botev, No. 6, Etaj I,
Sector III, Bucureşti - România
Tel: 312 35 86 FAX: 312 35 89

Societate comercială ce reprezintă interesele firmei HOLLIDAYS INN-SUA, atât în România cât şi în alte ţări est europene, pentru construcţii hoteliere, clădiri de bunuri şi dotare, inclusiv cu echipamente de telecomunicaţii şi birotică.

Ca antreprenor general INTERNATIONAL BUILDING COMPROD S.R.L. asigură, sub management HOLLIDAYS INN, definitivarea şi implementarea detaliilor de proiectare pentru locaţii din Bucureşti şi provincie, construcţii începute sau pe cale de a fi definitivate.

Apelăm pe această cale la doritorii ce vor să publice în paginile revistei să ne trimită articole încadrabile în specificul nostru.

Drepturile de autor vor fi formate din tarifele legale, plus prime stimulative provenite din beneficiul revistei şi se vor încadra, în general, conform criteriilor de mai jos:

a) 5600 ÷ 75000 lei pentru un articol cu o contribuţie originală, deosebită, care conţine scheme, cablaje, detalii constructive şi are o întindere de minim 2 pagini, din care cel puţin 70% text;

b) 5000 ÷ 5600 lei pentru un articol de sinteză cu bibliografie din care a rezultat o configuraţie originală cu conţinutul conform pct. a);

c) 3700 ÷ 5000 lei pentru un articol cu schemă, cablaj, detalii constructive, rezultat ca o aplicaţie directă a unor configuraţii de bază (amplificator, generator, mixer, numărător, temporizator, etc.) şi întindere conform pct. a);

d) 3200 ÷ 3700 lei pentru un articol cu o schemă originală şi o întindere de minim o pagină cu cel puţin 70% text;

e) 2000 ÷ 3200 lei pentru articole prelucrate după cele apărute în alte reviste, străine sau româneşti şi având întinderea de o pagină cu 70% text;

f) 1500 ÷ 2000 lei pentru un articol de informare tehnică cu întinderea de o pagină.

Aşteptăm scrisorile dvs. pe adresa: **Bucureşti, căsuţa poştală 5 - 51.** Eventual, menţionaţi şi un număr de telefon la care puteţi fi contactaţi. Materialele sosite la redacţie şi care nu întrunesc condiţiile de publicare nu se returnează autorului.

COLEGIUL DE REDACŢIE

- Andrian Nicolae (redactor-şef)
- Gabriel Herţoiu, Radu Minciunescu, Petre Nicolae, Stan Sergiu, Simion Stanciu (redactori principali de rubrică)
- Adrian Dumitru (grafică, design)
- Cănănău Voiţă Ana & Corneliu (editare şi tehnoredactare)
- Mariana Nicolae (design coperţi, desen tehnic)
- Stan Sergiu - director

SUMAR

SUMAR NR. 14

TELECOMUNICAŢII

- *Terminale pentru telecomunicaţii* pag.2

HI-FI

- *Circuite egalizoare* pag.6
- *Înregistrarea magnetică* pag.8
- *Super HI-FI phono amplifier* pag.9
- *Proiectarea incintelor acustice închise pentru difuzoare* pag.11
- *Protecţia boxelor* pag.12

VIDEO - TV

- *Limitarea curentului de fascicul la TV alb - negru şi color* pag.14

INFO-CALCULATOARE

- *Generator - frecvenţmetru cu Spectrum (CIP)* pag.15
- *Limbaj de asamblare Z-80 (Spectrum 48K)* pag.17

AUTOMATIZĂRI

- *Variator de turaţie* pag.18

A.M.C.

- *Utilizarea osciloscopului* pag.21

P. S.

- *Generator de foarte înaltă tensiune* pag.24
- *Stabilizator pentru înaltă tensiune* pag.24
- *Convertor D/C* pag.25
- *Amplificator US* pag.25

Conform reglementărilor în vigoare este necesar acordul editurii "Electronistul" dacă materialele cuprinse în revistă sunt preluate pentru republicare în cărţi, reviste, almanahuri, agende, etc., sau realizarea de subansamble, dispozitive sau produse destinate a fi comercializate în vederea obţinerii de beneficii.

TERMINALE PENTRU TELECOMUNICAŢII

ing. Andrian Nicolae - referent special I, ROMTELECOM

(continuare din numărul trecut)

Bobina L1 realizează protecţia la perturbaţii de radiofrecvenţă. Conform cerinţelor C.I.S.P.R. distorsiunile armonice se situează sub -80dBm la 50KHz. Filtrul trece-jos are o structură de ordinul doi şi conţine elementele R3, R4, C3, C4.

În fig. 30 este ilustrat şi modul de conectare a circuitului de convorbire la blocul de formare a numerelor. Se utilizează circuitul MHB5085 produs de firma Tesla. Pe parcursul convorbirii, cea mai mare parte a curentului de linie trece prin circuitul de convorbire şi tranzistorul T1. În timpul formării numărului, acesta este dirijat prin tranzistoarele T3-T4 care transmit şi codul DTMF în linia telefonică (T1 se blochează). Ca şi în exemplul precedent claviatura este de tipul matrice avînd alocat cîte un contact normal deschis pentru fiecare tastă.

Schema aparatului telefonic cu claviatură tip DTMF, care utilizează un circuit integrat PSB 8591 (Siemens) poate fi urmărită pe fig. 31. Se remarcă utilizarea unui tranzistor în tehnologie SIPMOS pentru comutarea circuitului de convorbire. Filtrul trece-jos, pentru atenuarea armonicilor, este de ordinul doi (R1,R2, R3, R4, C1, C2). Interfaţa cu linia este încorporată în circuitul integrat, iar rezistorul R5 şi capacitorul C3 atenuează semnalele parazite de radiofrecvenţă.

1.4. Circuite de convorbire electronice

Cel mai simplu circuit de convorbire telefonic are la bază principiul de funcţionare al unui sistem diferenţial (fig. 32). Acesta este format din elementele Z1, Z2, Z_E şi Z_L. Pe o diagonală a punţii se montează capsula microfonică, iar pe cealaltă, capsula receptoare. Dacă se realizează un echilibru (se verifică relaţia $Z_L/Z_E=Z1/Z2$) rezultă că se poate purta o convorbire nederanjantă, iar transferul de putere este maxim către ZL.

Circuitul practic conţine un transformator diferenţial Tr conceput în aşa fel încît să realizeze şi o adaptare a capsulelor pentru transferul maxim de semnal (fig. 33 - schema electrică de convorbire a telefonului EM'72). Utilizarea unui transformator diferenţial este

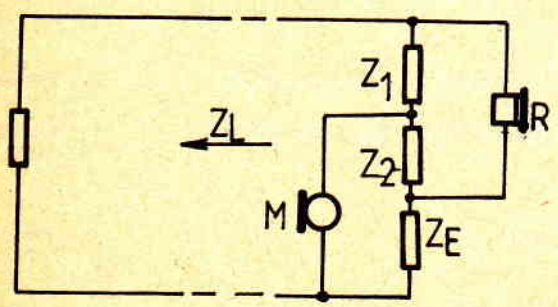


Fig. 32

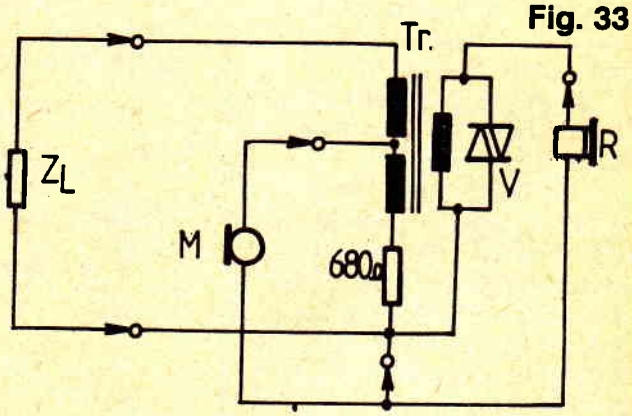


Fig. 33

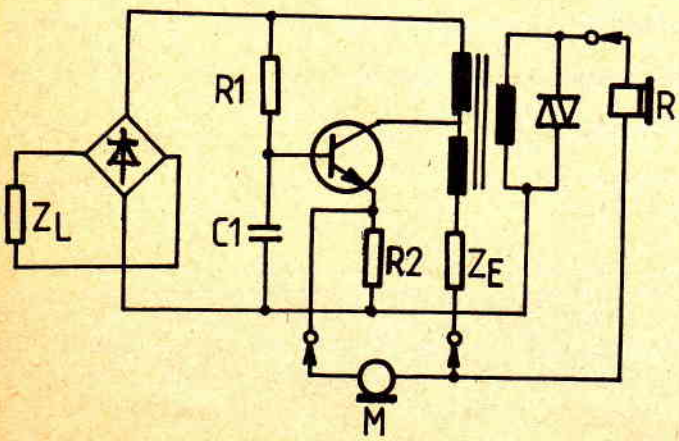


Fig. 34

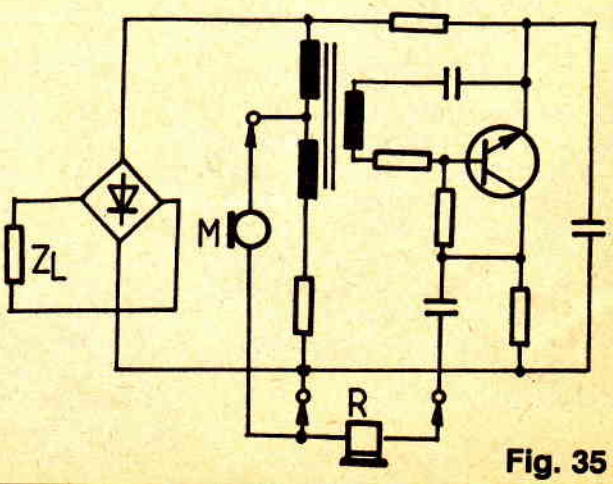


Fig. 35

recomandată şi pentru faptul că permite o adaptare optimă a impedanţelor capsulelor iar cordonul microreceptorului are nevoie numai de 3 fire. Pentru îmbunătăţirea echivalenţilor la emisie şi recepţie s-au căutat diverse metode. O primă variantă a constat în îmbunătăţirea parametrilor individuali ai capsulelor. Au putut fi îmbunătăţiţi în principal următorii parametri:

— neliniaritatea curbei de răspuns;
— echivalenţii la emisie şi recepţie;
— zgomotul microfonului cu carbon.

Aceste îmbunătăţiri au necesitat eforturi tehnologice deosebite şi consumul unor materiale care în decursul anilor au devenit deficitare. S-a ajuns astfel la o limită în utilizarea capsulelor tradiţionale.

Odată cu apariţia circuitelor electronice s-au căutat metode noi pentru îmbunătăţirea echivalenţilor de referinţă atît la emisie cît şi la recepţie.

Prin introducerea unei amplificări la emisie (fig. 34) s-a realizat mărirea echivalentului de referinţă (relativ la SFERT) ca cca. 7dB. Conectînd rezistorul R2 paralel cu capsula microfonică, curentul se derivează, astfel ca prin microfon să treacă în situaţia cea mai defavorabilă (linie 0) maxim 40mA. În acest mod se prelungeşte durata de viaţă a capsulei cu carbon, iar zgomotul psofometric se micşorează prin atenuarea descărcărilor dintre granulele de carbon. De asemenea, existînd o rezervă suficientă de amplificare se pot utiliza capsule cu echivalenţi de valoare medie care au o liniaritate mai bună în banda 300÷ 3400Hz.

La recepţie (fig. 35), introducînd un amplificator se creează o rezervă de cca. 9dB (relativ la SFERT). Astfel se poate îmbunătăţi atît liniaritatea în banda 300÷3400Hz cît şi echivalentul de referinţă (+2dB). După cum se observă s-a păstrat cordonul cu 3 fire. Puntea de alimentare s-a conectat în ambele cazuri între linie şi circuitul de convorbire, pentru a nu condiţiona conectarea telefonului de polaritatea liniei telefonice.

Din combinarea celor două scheme se poate obţine o schemă de convorbire cu amplificare atît la emisie cît şi la recepţie.

Un pas important în evoluţia circuitelor de convorbire l-a

Fig. 36

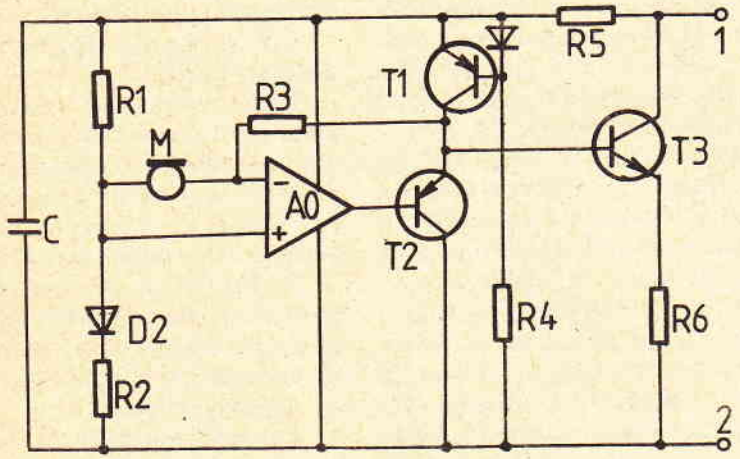
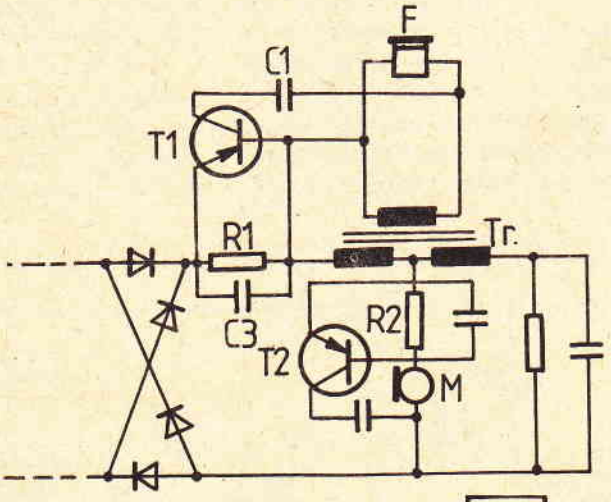


Fig. 37



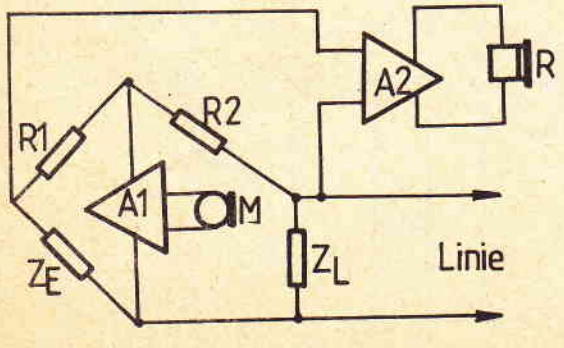


Fig. 38

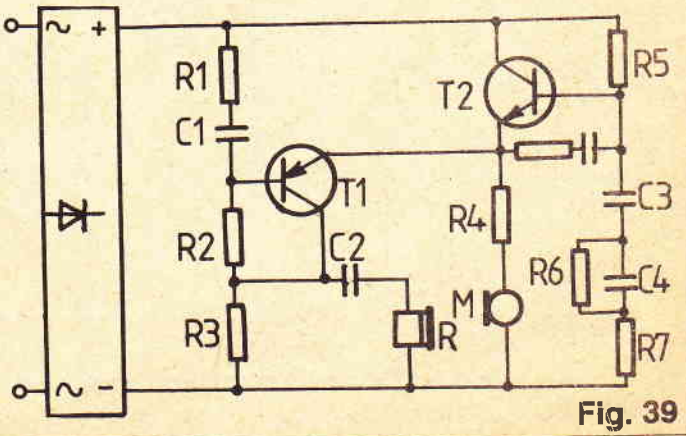


Fig. 39

constituit introducerea traductoarelor electromagnetice şi electrodinamice în locul microfonului cu carbon. Eficacitatea unui astfel de microfon este mult mai slabă (cca. 1mV/Pa) faţă de cea a capsulelor cu carbon (cca. 0,5÷1V/Pa). Deci, este nevoie de un amplificator cu un cîştig de cca. 40÷60dB. Un asemenea circuit este prezentat în fig. 36. Circuitul de transmisie conţine un traductor acustic electromagnetic sau electrodinamic M şi un amplificator operaţional cu ieşirea pe tranzistorul T2 alimentat de generatorul de curent T1. Etajul de ieşire este format din tranzistorul T3. Amplificarea etajului de intrare este determinată de rezistorul R3. Prin rezistorul R5 se face alimentarea amplificatorului diferenţial. Schema se poate utiliza sub formă hibridă sau integrată şi se înglobează în capsula microfonică. Ansamblul se conectează la orice telefon în locul microfonului cu carbon. Amplificarea este constantă chiar dacă tensiunea la bornele 1-2 ale microfonului variază în funcţie de lungimea liniei telefonice (0...5,44Km).

Cu toate că are un preţ de cost mai ridicat decît o capsulă cu carbon, acest lucru este compensat de performanţele superioare obţinute:

— distorsiuni mici (<7%);
— tensiune parazită de modulaţie la emisie <5mV;
— neliniaritate bună (<13dB în banda 200÷4000Hz);eficacitate la emisie (cca. 0,7÷1V/Pa);
— echivalent de referinţă (relativ la SFERT) mai bun de +10dB pe linie de 0,85Np;
— viaţa lungă de funcţionare (peste 10 ani).

Acest ansamblu prevăzut cu un cuplor acustic este indicat pentru a fi utilizat în transmisiuni de date. Datorită vieţii lungi de utilizare se poate folosi cu succes în garniturile de operatoare sau la telefoanele publice unde solicitarea este maximă. Un asemenea tip de telefon a fost lansat la firma Ericsson încă din anul 1964. De asemenea, firma Faselec a lansat în 1970 circuitul integrat TAA970.

Un salt calitativ în evoluţia circuitului de convorbire l-a constituit introducerea reglajului automat de nivel (RAN) în funcţie de lungimea liniei. Se cunosc o mare varietate de circuite care sînt prevăzute cu elemente neliniare controlate de curentul furnizat de linia telefonică. Elementele comandate sînt termistoare, diode redresoare şi tranzistoare. Ca exemplu se dă o variantă cu tranzistoare (fig. 37). Caracteristica acestei scheme constă în aceea că reglajul de nivel se face simultan pe ambele capsule electroacustice, dar cu cîte un element independent (T1 respectiv T2). Doi rezistori R1 şi R2 de valoare mică sunt înseriaţi cu microfonul, respectiv cu linia telefonică. Căderea de tensiune pe cei doi rezistori comandă gradul de deschidere a celor două tranzistoare care şuntează din punct de vedere alternativ capsula microfonică M, respectiv capsula receptoare R. C3 şi C4 elimină influenţa din punct de vedere alternativ a rezistorilor R1 şi R2. În acest mod influenţa asupra impedanţei telefonului este minimă. Elementele ReCe formează echilibrorul aparatului telefonic.

Circuite de convorbire cu sistem diferenţial rezistiv

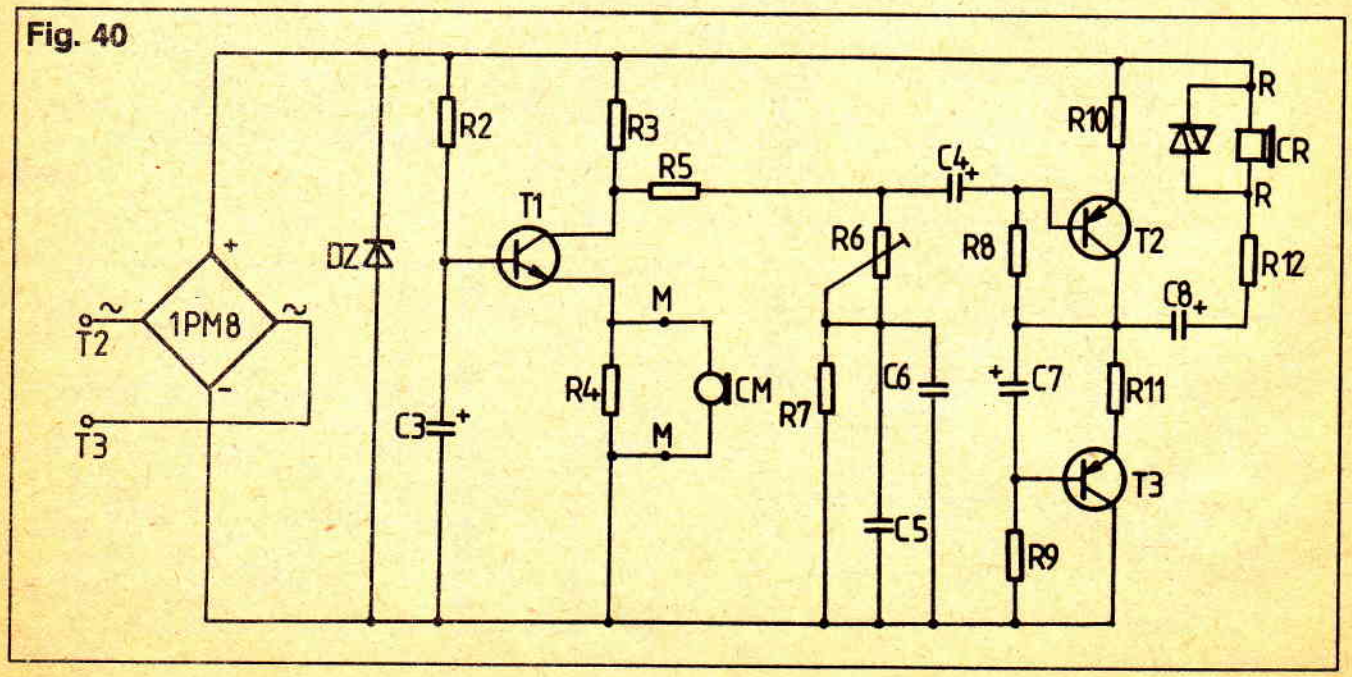
Prin utilizarea circuitelor amplificatoare a fost posibil să se realizeze scheme cu sistem diferenţial rezistiv, ale cărui pierderi sînt compensate printr-un cîştig suplimentar la emisie şi recepţie.

În fig. 38 se dă configuraţia generală a unui circuit de convorbire cu puntea Wheatstone rezistivă, unde Z_E este impedanţa echilibrorului, iar Z_L impedanţa liniei.

Această schemă stă la baza realizării circuitelor cu tranzistoare, hibride şi integrate liniare.

Un prim exemplu de circuit realizat cu tranzistoare este prezentat în fig. 39. Amplificarea la emisie este realizată de tranzistorul T2. Punctul de funcţionare al acestuia este

Fig. 40



determinat de rezistorul R5. T2 funcţionează în montaj BC, iar R4 măreşte reacţia negativă a etajului. Pentru realizarea echilibrului necesar eliminării efectului local, curentul de repaus al tranzistorului T1 şi o parte din semnalul de emisie sunt preluate din emitorul tranzistorului T2. De asemenea semnalul de convorbire transmis în baza tranzistorului T1 prin divizorul R1C1-R2R3. Semnalul din baza lui T1 este în fază cu cel din emitor. Ajustînd nivelul celor două semnale, este posibil să se elimine rezultanta de la bornele capsulei receptoare.

La recepţie semnalul se aplică în baza tranzistorului T1 prin circuitul R1C1. O mică parte a acestuia ajunge în emitorul tranzistorului T1 prin rezistorul R5 şi tranzistorul T2. Diferenţa dintre cele două semnale este amplificată. La bornele capsulei receptoare se aplică un semnal amplificat.

(Continuare în numărul următor)

Fig. 41

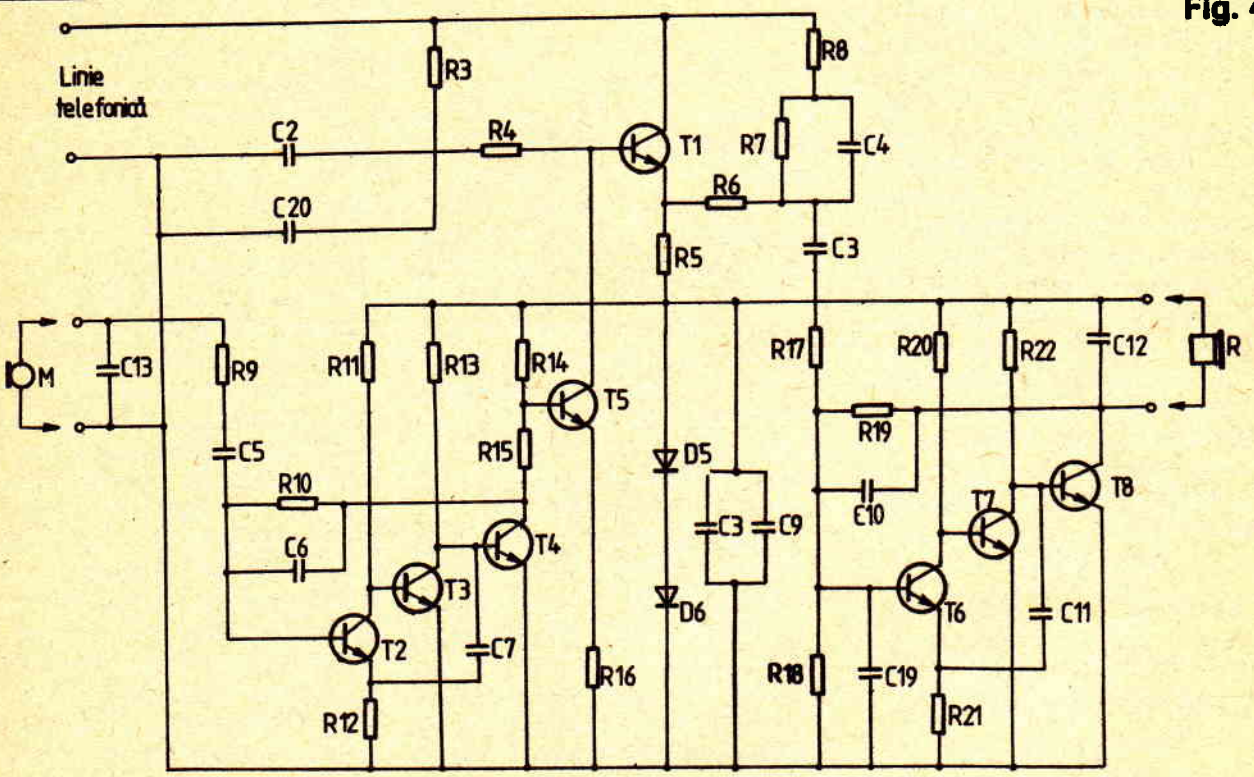
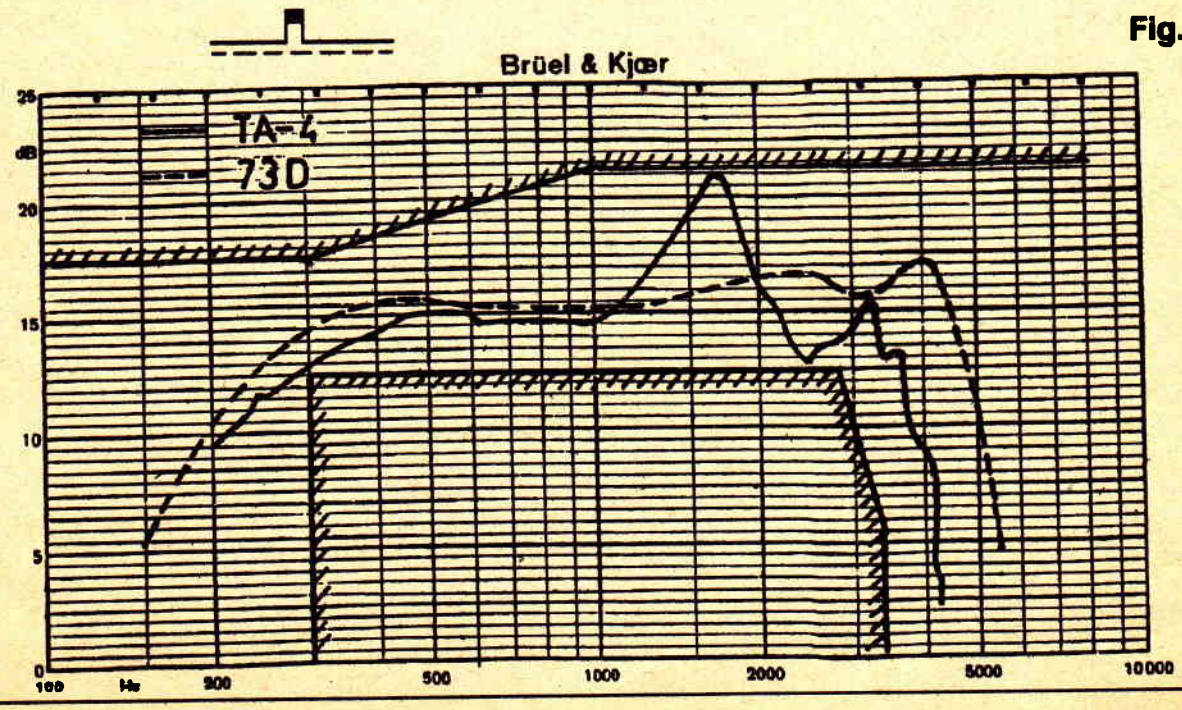


Fig. 42



CIRCUITE EGALIZOARE

ing. Petre Nicolae

(urmare din numărul trecut)

În funcţie de poziţiile cursorului potenţiometrului R rezultă o caracteristică de selectivitate cu accentuarea/dezaccentuarea frecvenţelor în jurul frecvenţei centrale (fig. 6). Analiza circuitului se poate face conform schemelor echivalente (fig. 7) pentru accentuarea frecvenţelor şi pentru dezaccentuarea frecvenţelor (fig. 8). Cînd ambele comutatoare (K1 şi K2) sunt conectate, circuitul accentuează frecvenţa centrală cu amplificarea maximă. S-a notat cu aR rezistenţa introdusă în circuit, a fiind un coeficient subunitar dependent de poziţia cursorului. Parametrii caracteristici frecvenţelor specifice circuitului sînt:

$$\omega_0^2 = \frac{aR+R1+R2}{aRR1R2C1C2}$$

pentru a $\in$ [0,1]

$$A_M = A_{0accent} = 1 + \frac{aRR2C2}{aR(R1+R2)C1+R1R2C2}$$

pentru K1 conectat

$$A_m = A_{0dezaccent} = 1/A_M$$

pentru K2 conectat

$$Q = \frac{\sqrt{(aR+R1+R2)aRR1R2C1C2}}{aR(R1+R2)C1+R1R2C2}$$

Se observă că modificarea unei componente duce la modificarea simultană a celor 3 parametri ai caracteristicii de frecvenţă. Rezultă că toate celulele vor avea componente fixe, reglajul amplificării centrale putîndu-se face potenţiometric la ieşire. Valoarea capacităţilor se alege în funcţie de frecvenţa centrală conform relaţiilor de mai sus.

Egalizoarele utilizate în aparatura de sonorizare a încăperilor folosesc filtre trece-bandă, acordate pe fiecare octavă. Un filtru frecvent utilizat în construcţia celulelor de egalizare este cel prezentat în fig. 9, iar caracteristica sa în fig. 10. Componentele sînt fixe determinînd frecvenţa centrală şi amplificarea maximă. Reglajul amplificării se face din potenţiometrul R5. De obicei se adoptă:

R1=R2=R şi
C1=C2
cu:

$$\omega_0 = \frac{1}{C}\sqrt{\frac{2}{RR3}};\quad C = \sqrt{\frac{R3}{2R}}$$

Schema electrică a egalizorului utilizat la adaptarea unei instalaţii de sonorizare la acustica încăperii este prezentată în fig. 11. Aceasta se referă la un canal de egalizare, o instalaţie stereofonică necesitînd două astfel de egalizoare. Filtrele sînt realizate cu amplificatoare operaţionale de tipul B084. Circuitul AO1 asigură impedanţa dorită la intrare. Semnalul preluat de filtre este însumat cu AO12. Amplificarea circuitelor de intrare şi ieşire se alege astfel încît să asigure accentuarea şi dezaccentuarea frecvenţelor în jurul poziţiei mediane a cursoarelor potenţiometrelor de reglaj. Amplificarea fiecărei frecvenţe centrale trebuie să fie unitară cînd lucrează o singură celulă, avînd cursorul în poziţia mediană, restul celulelor fiind deconectate. Injectînd la intrarea acesteia o tensiune efectivă de 1V cu frecvenţa carateristică acesteia, la ieşire se va măsura o tensiune de 0,25V. Pentru ca la ieşire să se obţină tot 1V, adică o tensiune egală cu cea de la intrare, amplificarea circuitului AO12 trebuie să fie 4. Caracteristicile de frecvenţă posibile depind de poziţia circuitelor de reglaj R5.

Modul de utilizare şi reglare a egalizorului în adaptarea unui amplificator audio la acustica încăperii este următorul:

Se realizează un generator de zgomot roz care va înlocui sursa de semnal audio (fig. 12). Acesta este generator de semnale pseudoaleatoare binare avînd la bază circuitul integrat MM 5837, căruia i se ataşează un filtru trece-jos. Măsurarea nivelului de semnal la ieşirea din egalizor se va face cu un VU-metru (fig. 13) realizat cu circuitul integrat de zgomot redus βM381 căruia i se ataşează la intrare un microfon. În vederea efectuării reglajului se va realiza cuplarea elementelor mai sus menţionate ca în fig. 14. Aplicînd semnalul roz, pe rînd, în fiecare celulă de egalizare - restul celulelor fiind deconectate - şi măsurînd nivelul semnalului recepţionat de microfonul amplasat în locul audiţiei, potenţiometrul filtrului conectat reglându-se astfel încît în fiecare bandă, VU-metrul să indice acelaşi nivel. La terminarea reglajelor, cursoarele potenţiometrelor R5 rămîn fixe iar egalizorul se conectează - cu toate celulele - cuplate în lanţul audio.

În fig. 15 este prezentat un egalizor realizat cu componente discrete, care conţine filtre formate

Fig. 14

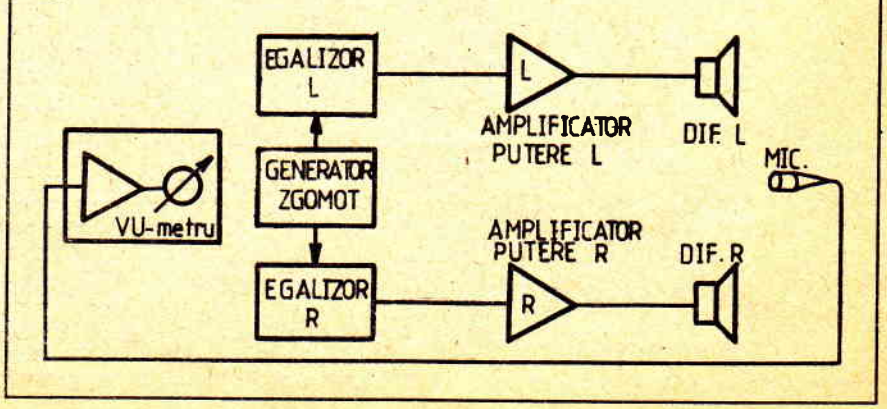
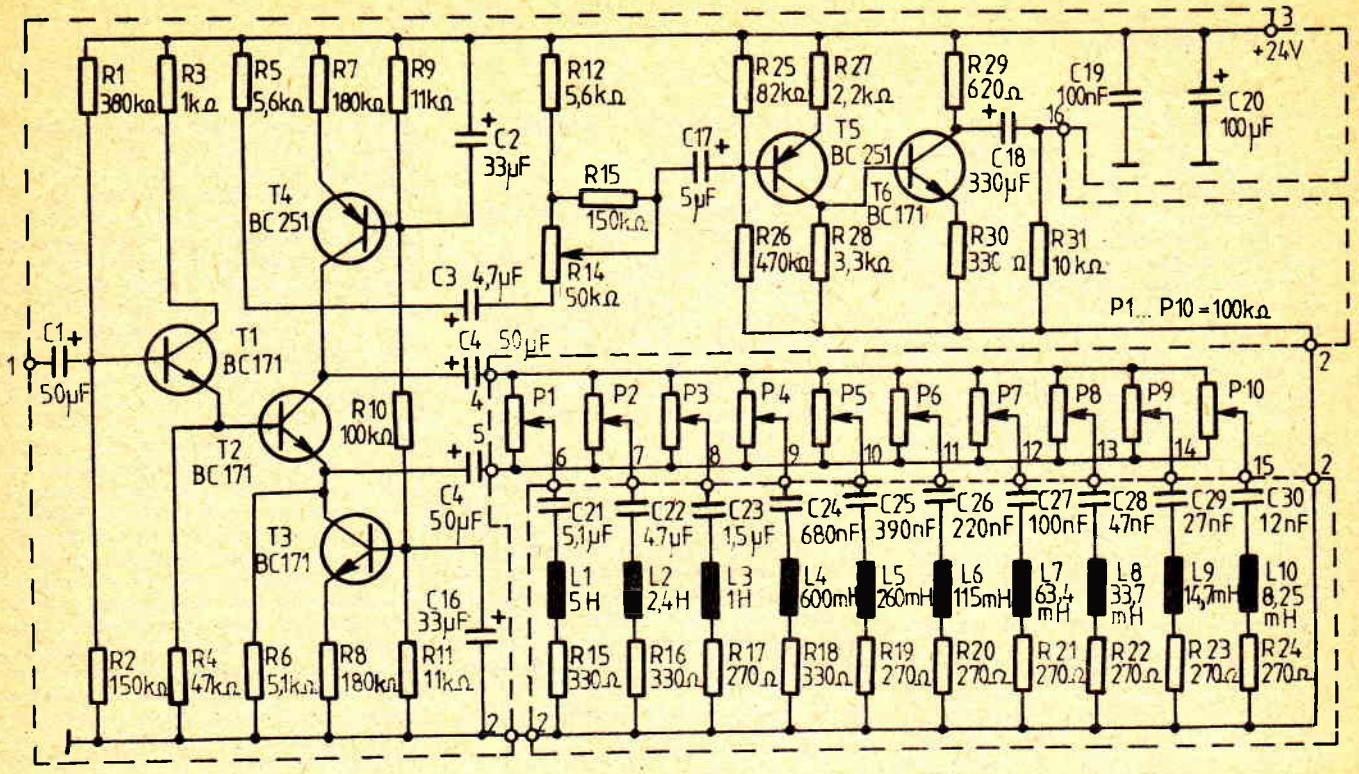


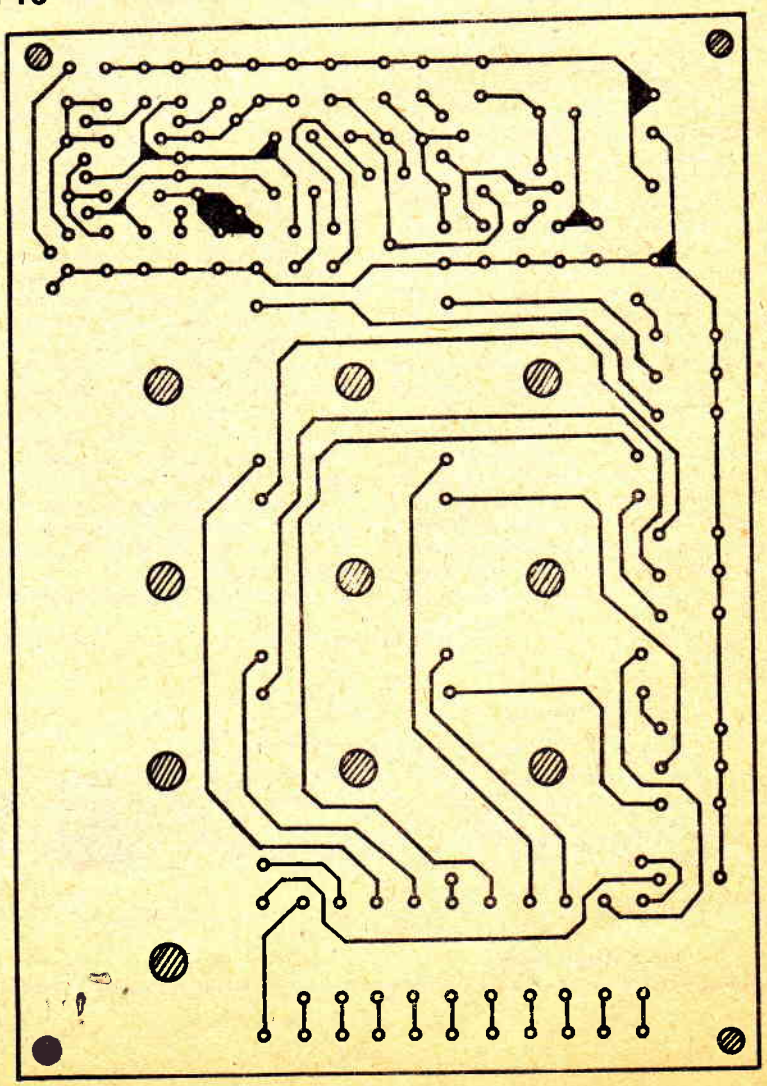
Fig. 15



din bobine înseriate cu condensatoare. Acestea sunt filtre LC serie, rezonante pe frecvenţele uzuale enumerate anterior şi care intervin în configuraţie fie ca reacţie pozitivă, fie ca reacţie negativă. În funcţie de poziţia cursoarelor potenţiometrelor P1 ... P0 rezultă accentuarea sau dezaccentuarea frecvenţelor pe care acestea sunt acordate. Tranzistorul T1 intră în componenţa etajului de intrare cu rol de adaptor de impedanţă. Corectorul caracteristicii de frecvenţă este format cu tranzistoarele T2, T3 şi T4. Puterea de ieşire a egalizorului este dată de T5 şi T6 conectate în cascadă, fiecare funcţionând în montaj cu emitor comun. Etajul corector al caracteristicii de frecvenţă are o alcătuire specială. Tranzistorul T2 are ca sarcină dinamică tranzistorul T3 în emitor şi tranzistorul T4 în colector, sarcina fiind distribuită în mod egal între emitor şi colector. Semnalul util este cules din colectorul lui T2 prin condensatorul C3 şi potenţiometrul R14, aplicându-se etalului de ieşire prin condensatorul C17. R14 reglează nivelul semnalului de ieşire în toată gama audio.

(Continuare în numărul viitor)

Fig. 16



ÎNREGISTRAREA MAGNETICĂ

ing. Emil Marian

(Continuare din numărul trecut)

Este cunoscut faptul că inducţia magnetică remanentă B_{REM} proprie benzii magnetice reprezintă practic o serie de mici magneţi permanenţi elementari, aşezaţi cap la cap. La creşterea frecvenţei semnalului audio înregistrat, lungimea magneţilor elementari scade şi concomitent scade şi magnetizarea lor, din cauza apropierii polilor de semn contrar a doi magneţi elementari diferiţi. Fluxul magnetic al unui magnet elementar se închide mai uşor prin banda magnetică decât prin aer, deoarece distanţa până la primul pol de semn contrar al unui magnet elementar alăturat este mică mai ales în cazul frecvenţelor înalte. Fluxul magnetic util care poate induce o tensiune de audiofrecvenţă în bobina capului magnetic de redare este tocmai fluxul magnetic superficial care circulă de fapt în exteriorul benzii magnetice. Apropierea dintre magneţii elementari implică o scădere a semnalului electric obţinut în momentul redării, ca şi cum magnetismul remanent ar scădea datorită apariţiei unui câmp magnetic de sens contrar care se opune câmpului magnetic iniţial. Acest câmp magnetic antagonist fictiv H_d se numeşte câmp magnetic demagnetizant. Fenomenul de demagnetizare apare şi în cazul magneţilor elementari izolaţi de lungime scăzută, deoarece la un magnet scurt forţa magnetomotoare care tinde să păstreze remanenţa magnetului este mică faţă de reluctanţa totală a circuitului magnetic compus mai mult din aer (permeabilitate magnetică mică) decît din fier (permeabilitate magnetică mare). Un magnet scurt şi gros totdeauna se demagnetizează mai repede decât un magnet lung şi subţire. Efectul de demagnetizare mai depinde de raportul dintre lungimea de undă a semnalului audio înregistrat şi grosimea purtătorului informaţiei magnetice stocate (banda magnetică), scăzând odată cu creşterea raportului lor. Pentru reducerea la minim a efectului de demagnetizare este necesar ca raportul dintre forţa magnetomotoare coercitivă şi inducţia magnetică remanentă H_C/B_{REM} să fie cât mai mare. Totuşi raportul acesta nu se poate mări exagerat, deoarece în acest caz apar dificultăţi la ştergerea înregistrării. Benzile magnetice care posedă un câmp magnetic coercitiv de valoare mare sunt mai puţin sensibile la demagnetizare. Perntru o înregistrare de calitate a semnalelor de audiofrecvenţă, cu conţinut ridicat în ceea ce priveşte spectrul frecvenţelor înalte, este avantajos să alegem o bandă magnetică la care raportul H_C/B_{REM} este cât mai mare. Efectul de autodemagnetizare a unei benzi magnetice se poate estima prin formula dedusă experimental de Lübeck:

$$k = e^{-\frac{f}{f_1}} = e^{\frac{\delta}{\lambda}}$$

unde:

- k = coeficientul de variaţie a amplitudinii semnalului de înregistrat;
- f = frecvenţa semnalului de înregistrat;
- δ = lungimea întrefierului;
- f_1 = frecvenţa caracteristică;
- λ = lungimea de undă caracteristică - lungimea de undă pentru o bandă magnetică dată la care amplitudinea semnalului înregistrat scade pînă la 37% faţă de amplitudinea semnalelor de frecvenţă joasă.

O acţiune oarecum contrară demagnetizării se produce la redarea unei benzi magnetice imprimate, atunci când aceasta se găseşte în contact cu capul magnetic de redare. Această acţiune implică un efect de reabilitare a înregistrării, invers proporţional cu lungimea de undă a semnalului înregistrat. Totuşi în acest fel nu se poate compensa complet efectul de demagnetizare. Fenomenul se explică prin faptul că la redare, circuitul magnetic al polilor magneţilor elementari se închide prin miezul capului magnetic. În momentul în care magnetul elementar părăseşte întrefierul, starea magnetică a acestuia devine din nou cea care a fost înainte de trecerea prin faţa capului magnetic de redare.

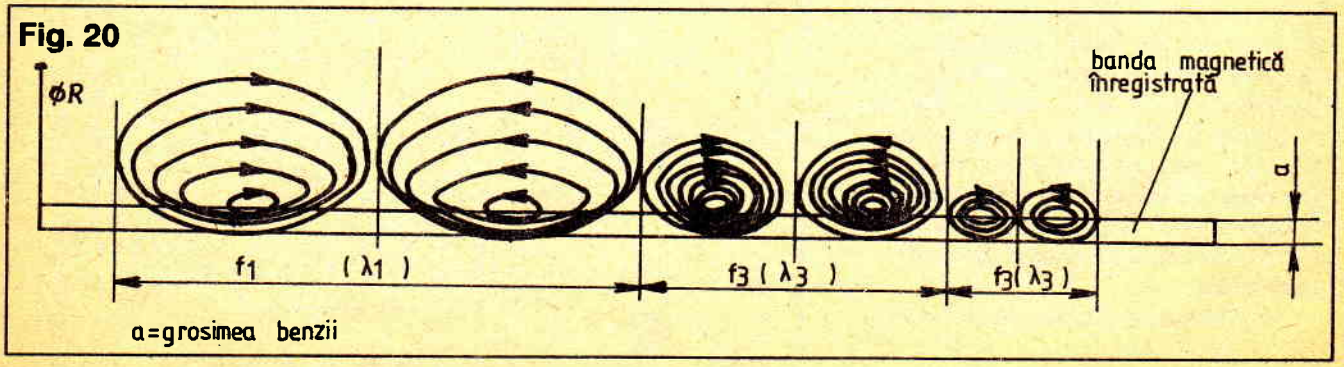
1.7.3. Efectul de suprafaţă şi efectul micşorării permeabilităţii magnetice a capetelor magnetice.

Efectul de suprafaţă se manifestă prin scăderea intensităţii cîmpului magnetic H_{AF} propriu unei benzi magnetice înregistrate în direcţia grosimii ei. Acest efect este cu atât mai accentuat cu cât lungimea de undă a semnalului înregistrat este mai mică. Prin structura sa, banda magnetică magnetizată este formată dintr-o serie de straturi de magneţi elementari, aşezaţi unul deasupra celuilalt. Câmpul magnetic generat de capul magnetic de înregistrare scade odată cu depărtarea de acesta a straturilor benzii magnetice. Datorită acestui fapt straturile superficiale de particule feromagnetice din bandă care sânt mai apropiate de capul magnetic de înregistrare se magnetizează mai puternic decât cele situate mai la adâncime. Efectul este cu atât mai pronunţat cu cât frecvenţa semnalului audio imprimat este mai mare. În cazul imprimării semnalelor audio de frecvenţă înaltă, se poate considera că fluxul magnetic remanent exterior al benzii magnetice imprimate se datorează numai unui strat superficial foarte subţire de particule magnetizate.

În această situaţie, fluxul magnetic exterior provine numai de la particulele superficiale, iar fluxul magnetic generat de particulele inferioare (de adîncime) nu contribuie la mărirea fluxului magnetic exterior total. O bandă magnetică cu un strat de particule magnetice elementare de o anumită grosime, înregistrată cu un semnal de audiofrecvenţă de nivel constant prezintă la redare un nivel mai ridicat al frecvenţelor joase şi un nivel mai scăzut al frecvenţelor medii şi mai ales al celor înalte. O altă concluzie este că la frecvenţe înalte tensiunea electromotoare care apare la bornele capului magnetic de redare nu depinde de grosimea stratului magnetic al benzii, începînd de la o anumită valoare a acestei grosimi. Totodată la redarea frecvenţelor joase tensiunea electromotoare indusă creşte pe măsură ce creşte grosimea stratului magnetic. În fig. 19 sunt prezentate o serie de diagrame care exemplifică variaţia tensiunii electromotoare de la bornele capului magnetic de redare în funcţie de grosimea stratului magnetic şi de frecvenţa semnalului audio înregistrat. Se observă că în regiunea frecvenţelor joase tensiunea electromotoare creşte aproape proporţional cu grosimea stratului magnetic. În regiunea frecvenţelor înalte această proporţionalitate nu se mai menţine. Peste frecvenţa de 10 KHz, diferenţa dintre tensiunea electromotoare indusă de fiecare dintre cele 5 benzi magnetice testate, cu grosimi diferite, devine minimă, deoarece în această zonă numai magneţii elementari superficiali contribuie la crearea fluxului magnetic exterior. Analizând diagramele din fig. 19 mai rezultă faptul că micşorând mult grosimea benzii magnetice scade amplitudinea semnalului iniţial pe porţiunea de joasă frecvenţă a caracteristicii amplitudine - frecvenţă. În acest fel se poate favoriza porţiunea rezervată frecvenţelor înalte. Deoarece caracteristica de frecvenţă a înregistrării are oricum o cădere mare în regiunea frecvenţelor înalte datorită efectului întrefierului, autodemagnetizării şi efectului de suprafaţă, este avantajos să utilizăm în exploatare benzi magnetice cu un strat feromagnetic subţire. Din analiza datelor experimentale s-a observat că adâncimea de pătrundere a câmpului magnetic destinat înregistrării scade dacă întrefierul capului magnetic de înregistrare este prea îngust sau dacă permeabilitatea magnetică a benzii magnetice utilizate este prea mare. Din aceste considerente se utilizează benzi magnetice subţiri cu permeabilitate magnetică relativ mică.

(Continuare în numărul viitor)

Fig. 20



SUPER HI-FI PHONO PREAMPLIFIER

ing. Marin Amlei

Preamplificatorul reprezintă unul dintre cele mai importante etaje funcţionale aflate în componenţa unui lanţ electroacustic. De perfomanţele preamplificatorului depinde în mod practic de cele mai multe ori calitatea conversiei electroacustice a programului muzical sonor audiat. Funcţia esenţială a oricărui preamplificator, indiferent de traductorul care furnizează semnalul electric aplicat la intrarea sa (microfon, doza de pick-up, cap magnetic la redare etc.) este amplificarea unui semnal electric de ordinul mV pînă la atingerea unui nivel de ordinul sutelor de mV, conform unei caracteristici de transfer intrare- ieşire bine definite (liniară, NAB, RIAA etc.) în vederea unor prelucrări ulterioare (amplificare suplimentară, corecţii impuse în banda de frecvenţă transmisă etc.). Pentru obţinerea unor rezultate optime, amplificarea semnalului de intrare de către preamplificator trebuie să fie realizată concomitent cu respectarea strictă a unor considerente foarte precise, care definesc în final calitatea lui. Condiţiile tehnice proprii oricărui preamplificator sunt următoarele:

— raportul semnal-zgomot;
— banda de frecvenţă utilă;
— capacitatea de supraîncărcare;
— distorsiunile armonice totale THD şi distorsiunile de intermodulaţie TID;
— caracteristica de transfer intrare-ieşire;
— configuraţia schemei electrice;
— componentele electrice utilizate la realizarea practică.

Toate aceste condiţii tehnice sunt completate de posibilităţile constructive practice de realizare a preamplificatorului, folosind o serie de componente electrice uşor de procurat şi totodată la un preţ de cost acceptabil. O schemă electrică, oricât de perfecţionată ar fi, devine inutilă atunci când montajul nu se poate realiza practic datorită faptului că preţul de cost al componentelor şi mai ales achiziţionarea lor depăşesc posibilităţile curente ale constructorului. Pentru rezolvarea problemei s-a considerat ca punct de plecare iniţial utilizarea unor componente electrice fabricate în ţară. Asimilările recente în producţia de serie curentă a unor componente electrice performante, completate de realizarea unei scheme electrice foarte bine fundamentate teoretic fac posibilă construcţia unui preamplificator performant compatibil cu oricare produs similar realizat de firmele specializate în domeniu. Schema electrică a preamplificatorului propus spre a fi realizat practic şi soluţia tehnică obţinută se bazează pe analiza strictă a fiecărei condiţii tehnice definitorii din punct de vedere calitativ a acestuia. Prima condiţie tehnică impusă oricărui preamplificator este un raport semnal-zgomot cât mai mare. Datorită acestui considerent, în mod obligatoriu preamplificatorul se construieşte practic folosind componente electrice active şi pasive care prezintă un zgomot propriu minim. În acest scop se folosesc rezistoare cu peliculă metalică, condensatoare cu tantal sau multistrat, iar tranzistoarele şi circuitele integrate aflate în componenţa montajului se aleg din grupa celor cu zgomot propriu minim. Pentru obţinerea unui montaj compact s-a considerat optimă folosirea unui circuit integrat specializat de tipul βM381AN, care conţine două amplificatoare operaţionale identice. Ele sunt specializate la amplificarea unor semnale electrice de ordinul mV, avînd din construcţie posibilitatea ca în urma unor polarizări de curent continuu adecvate, să realizeze amplificarea unor semnale electrice de nivel mic, de ordinul mV, prezentînd concomitent un raport semnal-zgomot foarte ridicat. Pentru un semnal electric standard furnizat de o doză electromagnetică

Fig. 1

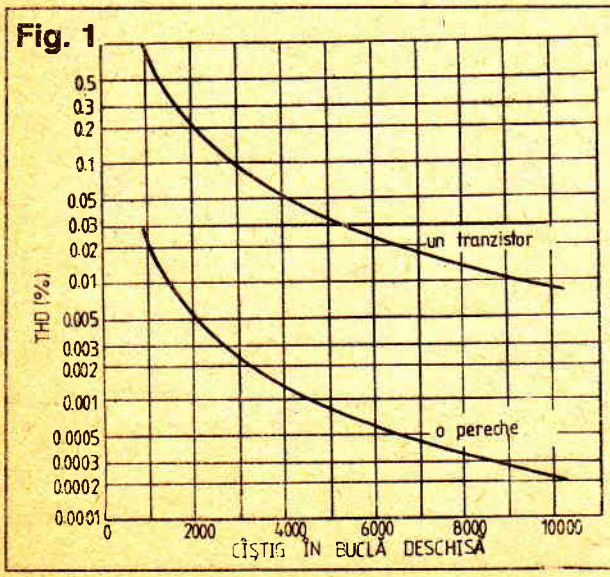
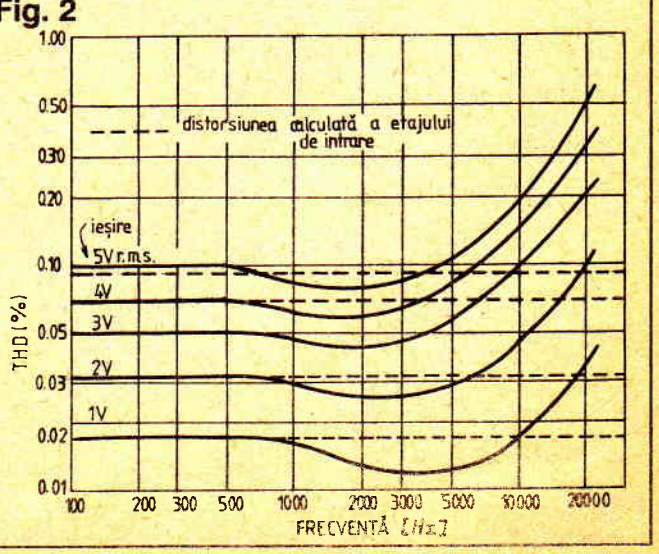


Fig. 2



(5mV/47KΩ) se obţine comod un raport semnal-zgomot de peste 76dB. În privinţa benzii de frecvenţă de lucru, analizând performanţele electrice ale circuitului integrat βM381AN garantate de producător, se observă că pentru o amplificare de cca. 60dB a unui semnal de intrare se realizează în mod cert funcţionarea sigură în banda de audiofrecvenţă utilă (20Hz ÷20KHz) pentru orice montaj funcţional. Capacitatea de supraîncărcare a preamplificatorului realizat cu circuitul integrat βM381AN este îndeplinită în mod instantaneu, deoarece pentru un semnal de intrare de 5mV, considerînd ca limită de amplificare cu distorsiuni minime un semnal de cca. 450mV, se obţine capacitatea de supraîncărcare de cca. 35dB. Estimarea distorsiunilor de tip THD şi TID proprii unui preamplificator reprezintă una dintre cele mai dificile probleme care apar la acest tip de montaj electronic. Factorii definitorii care stabilesc datele problemei sînt configuraţia schemei electrice alese pentru realizarea amplificării semnalului de intrare şi modul de utilizare a reacţiei negative locale sau/şi globale aplicate pentru reducerea distorsiunilor.

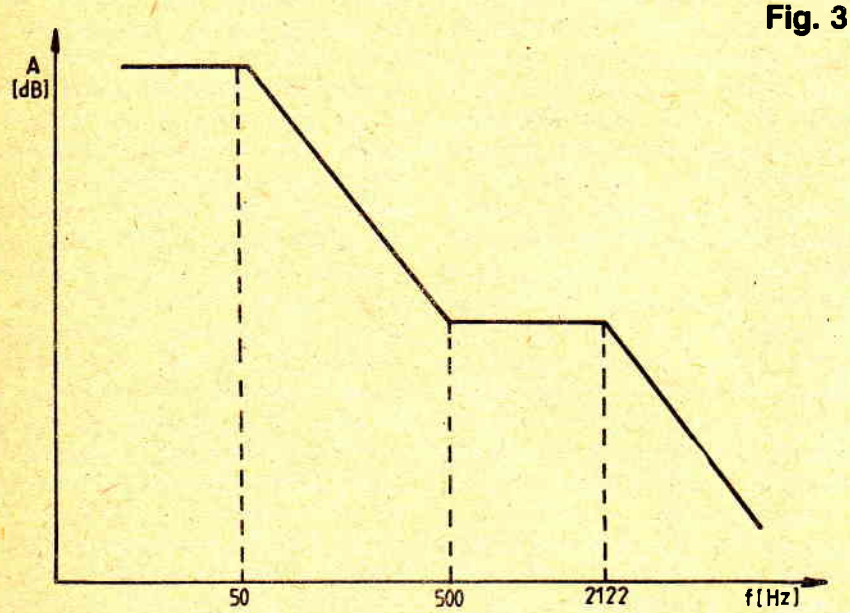
Pentru acest lucru să analizăm o serie de diagrame teoretice realizate în cazul unor situaţii în care este necesară obţinerea amplificării în tensiune a unui semnal de intrare de ordinul mV. În fig. 1 este prezentat modul de variaţie a procentului total de distorsiuni THD în cazul utilizării unei amplificări fără folosirea reacţiei negative (deci amplificare în buclă deschisă) folosind un tranzistor sau o pereche de tranzistoare. Se observă că utilizarea unui singur tranzistor este net dezavantajoasă faţă de situaţia utilizării unei perechi de tranzistoare, deoarece coeficientul THD creşte în primul caz cu aproape un ordin de mărime. Spre exemplu, pentru un montaj amplificator fără reacţie negativă, la un tranzistor care amplifică un semnal electric de 1000 ori (60dB) coeficientul procentual THD≅1,iar pentru o pereche de tranzistoare care prezintă în final aceeaşi amplificare coeficientul procentual THD≅0,02.La prima vedere s-ar părea că distorsiunile ar fi oarecum acceptabile dar să nu uităm că:

— în mod practic, distorsiunile THD prezintă valori mult mai mari;

— pentru amplificare într-un montaj se folosesc cel puţin două tranzistoare conectate de cele mai multe ori în cascadă, deci coeficientul procentual THD creşte multiplicativ.

(Continuare în numărul următor)

Fig. 3



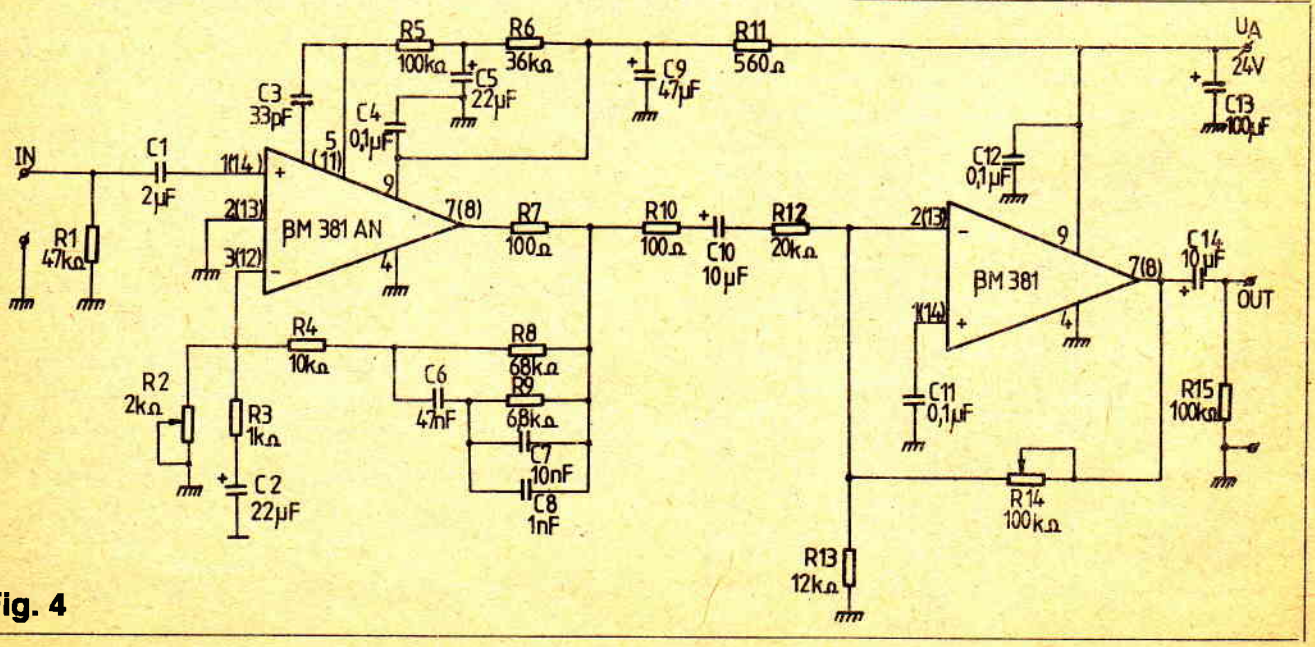


Fig. 4

PROIECTAREA INCINTELOR ACUSTICE ÎNCHISE PENTRU DIFUZOARE

ing. Constantin Poşa

Difuzorul este un dispozitiv electromecanic, care din punct de vedere mecanic se comportă ca un sistem oscilant elastic compus din masa bobinei şi a membranei, elasticitatea suspensiei şi a centrajului, la care se adaugă efectul de amortizare datorat forţelor de frecare, amortizări care sunt proporţionale cu viteza de deplasare. Asupra sistemului acţionează forţa electrodinamică creată de interacţiunea dintre câmpul magnetic al magnetului permanent şi curentul ce străbate bobina, care va imprima sistemului, deci şi membranei o viteză.

Conform legilor mecanicii se poate scrie:

$$F=m\frac{dv}{dt}+\frac{1}{C_m}\int v dt+R_m v$$

sau fazorial:

$$E=\left(R_m+j\omega m+\frac{1}{j\omega C_m}\right)v$$

unde m este masa sistemului, C_m elasticitatea mecanică a suspensiilor, iar R_m caracterizează amortizarea datorită frecărilor şi se numeşte rezistenţă mecanică.

Incinta reprezintă un volum închis de aer asupra căruia difuzorul acţionează ca un piston prin intermediul unei deschideri. Aerul din incintă se comportă elastic şi din punct de vedere acustic poate fi caracterizat printr-o elasticitate acustică, C_a, care depinde de volumul de aer închis în incintă:

$$C_a=\frac{V_c}{\rho c^2}$$

unde:

V_c - volumul net al cutiei;

ρ - densitatea aerului;

c - viteza sunetului în aer.

Membrana difuzorului antrenează o masă de aer care va crea o presiune acustică:

$$p=F/S = m\dot{v}/S = lS\dot{v}/S =$$

$$= \rho l\dot{q}/S = m_a\dot{q}$$

unde:

q - debitul aerului antrenat de membrana difuzorului spre incintă;

m_a - $\rho l/S$ - masa acustică; masa volumului de aer de secţiune S (secţiunea deschiderii de montare a difuzorului) şi lungime l egală cu grosimea peretelui cutiei.

Deplasarea aerului este influenţată de frecări printr-o mărime R_a numită rezistenţă acustică.

Ecuaţiile acestea sunt similare din punct de vedere matematic cu ecuaţia unui circuit rezonant serie. Analogia este pur formală şi nu are nici o legătură cu fenomenele fizice, care sunt total diferite (mecanice, electrice, acustice). Facem această analogie numai pentru a utiliza rezultatele obţinute în cazul circuitelor electrice în sistemele acustice şi de a le implementa în cadrul acestora, în măsura în care este posibil şi din punct de vedere fizic. Trecerea de la un sistem fizic la altul se face prin intermediul unor coeficienţi care leagă mărimile fizice respective. Astfel pentru cuplajul electro-mecanic coeficientul de cuplaj este produsul Bl (B - inducţia în întrefierul circuitului magnetic, iar l - lungimea conductorului bobinei plasată în câmp), deoarece conform legilor inducţiei electromagnetice:

$e=B\cdot l\cdot v$ şi

$F=B\cdot l\cdot i$

Pentru cuplajul mecano-acustic coeficientul de cuplaj este S - aria proiecţiei suprafeţei membranei difuzorului, deoarece $F=Sp$ şi $q=Sv$.

Conform acestor analogii se pot defini:

— frecvenţa de rezonanţă a difuzorului liber:

$f_o=1/2\pi\sqrt{m C_m}$

— frecvenţa de rezonanţă a difuzorului în incintă:

$f_{oi}=1/2\pi\sqrt{m_{ai}C_{ai}}$

Pentru a putea face o comparaţie între aceste frecvenţe se vor raporta toate mărimile la acelaşi sistem fizic şi anume la cel acustic, prin intermediul coeficientului de cuplaj. Astfel rezistenţa electrică a bobinei intervine în sistemul acustic ca o rezistenţă acustică egală cu:

$R_{ae}=(B\cdot l)^2/S^2\cdot R_e$

— Este ca şi cum între sistemul electric şi cel mecanic şi între sistemul mecanic şi cel acustic am considerat câte un transformator cu factor de transformare (coeficient de cuplaj) egal cu $B\cdot l$ şi respectiv 1/S. La fel se definesc:

— $R_{am}=R_m/S^2$; $m_{am}=m/S^2$; $C_{am}=C_mS^2$

şi sursa de presiune acustică:

$p_g=B\cdot l\cdot U_g/S\cdot R_e$

unde U_g este tensiunea aplicată de sursa de semnal.

C_{am} este practic elasticitatea acustică echivalentă elasticităţii mecanice a difuzorului şi i se poate ataşa un volum de aer echivalent:

$V_a=\rho\cdot c^2\cdot C_{am}$.

Această elasticitate este mai mare decât elasticitatea aerului din incintă C_{ac} ($C_{am}=\alpha\cdot C_{ac}$; $\alpha=3\div 8$)

Elementele incintei cu tot cu difuzor vor cuprinde elementele ce caracterizează difuzorul, elementele ce caracterizează incinta şi elementele ce caracterizează radiaţia acustică (opoziţia aerului exterior incintei la deplasarea membranei difuzorului. Astfel:

$m_{ai}=m_{am}+m_{ac}+m_{ar}\approx m_{am}$

$R'_{ai}=R_{am}+R_{ae}+R_{ac}=R_{ac}+R_{am}$

$C_{ai}=C_{am}\cdot C_{ac}/(C_{am}+C_{ac})=\alpha C_{ac}/(1+\alpha)$

$=C_{am}/(1+\alpha)$

Ţinând cont de acestea se observă că frecvenţa de rezonanţă a difuzorului în incintă este practic determinată de cutie ($C_{ai}\approx C_{ac}$) şi:

$f_{oi}/f_0=\sqrt{1+\alpha}$

Se pot defini atât pentru difuzor cât şi pentru sistemul incintă - difuzor, următorii parametri:

— factorul de calitate electric, care caracterizează pierderile electrice $Q_e=1/\omega_0 C_{am}R_{ae}$;

— factorul de calitate mecanic, care caracterizează pierderile mecanice $Q_m=1/\omega_0 C_{am}R_{am}$;

— factorul de calitate total $Q_t=Q_mQ_e/(Q_m+Q_e)$.

În cazul difuzorului în incintă aceeaşi factori de calitate sunt tot de $\sqrt{1+\alpha}$ mai mari.

Unui difuzor nu i se poate aplica o tensiune electrică oricât de mare pentru că se poate distruge. Înainte de a se distruge, deplasarea bobinei (tensiunea aplicată) este limitată de distorsiuni la o elongaţie maximă:

$$\xi_m=\frac{U_g}{\omega_0 Q_e Bl}$$

Se observă că raportul acestor elongaţii maxime pentru difuzorul liber şi montat în incintă este $1/(1+\alpha)$, ceea ce înseamnă că incinta permite aplicarea pe difuzor a unei tensiuni de $(1+\alpha)$ ori mai mari, deci şi crearea unor puteri acustice de $(1+\alpha)^2$ ori mai mari decât în cazul difuzorului liber.

Acesta este practic avantajul cel mai mare al utilizării unei incinte închise pentru separarea radiaţiilor de faţă şi de spate ale membranei difuzoarelor, care sunt în antifază şi la difuzorul liber interferă.

Produsul $S\cdot\xi_m=V_d$ se numeşte volum de deplasare de vârf şi este o mărime specifică unui anumit tip de difuzor. Această mărime caracterizează volumul de aer deplasat de membrană la elongaţia maximă a oscilaţiilor acesteia.

Proiectarea unei incinte acustice constă în determinarea dimensiunilor acesteia impuse de volumul interior net V_c. Acesta se determină funcţie de banda de trecere în joasă frecvenţă dorită, în condiţiile maximizării randamentului şi puterii acustice radiate pentru un coeficient de distorsiuni dat. Pentru proiectare este avantajos ca randamentul şi puterea acustică maximă limitată de elongaţie să fie aduse sub forma:

$$\eta_i=k_n f^4 3V_c; \quad Pa\xi i=k_p f^4 3V^2 d$$

unde k_n şi k_p sunt coeficienţi numiţi factori de merit în randament, respectiv în putere, iar f_3 frecvenţa limită inferioară la 3dB a benzii de trecere. Aceşti factori de merit iau valori maxime când factorul de calitate total $Q_{ti}=1,1$ şi acestea sunt $k_n=2\cdot 10^{-6}$ şi $k_p=0,85$. Se va încerca deci obţinerea unui factor de calitate total al sistemului de 1,1. La această valoare a lui Q_{ti}, $f_3=0,76f_0$.

Relaţiile:

$\eta_i=2\cdot 10^{-6} f^3 3V_c$ şi

$Pa\xi i=0,85f^4 3V^2 d$

vor fi relaţiile de proiectare de bază.

Am considerat incinta o componentă liniară. În realitate transformările din incintă sunt adiabatice $PV^\gamma=ct$. Pentru a putea trece de la transformarea adiabatică la cea izotermă, liniară, se umple incinta cu materiale fibroase. În acest caz elasticitatea acustică a cutiei este:

$C_{ac}=\beta V_c/\rho c^2$

Se poate poate ajunge la o creştere maximă de 1,4 (valoarea lui γ). Practic însă pentru cele mai bune realizări este $1,2\div 1,3$.

Cazul cel mai întâlnit în proiectarea incintelor este cazul în care difuzorul este impus (cunoscut). În acest caz se cunosc sau se măsoară mărimile caracteristice difuzorului: fo, Qe, Qt, Va şi Vd.

PROTECŢIA BOXELOR

ing. Cristian Ivanciovici

Amplificatoarele de putere care sunt alimentate de o sursă de tensiune dublă simetrică nu folosesc condensatoare de mare capacitate pentru cuplajul cu sarcina (difuzoarele).

Avantajul unei astfel de variante ar fi eliminarea unor componente voluminoase, scumpe, care-şi modifică parametrii odată cu trecerea anilor. În schimb, dacă amplificatorul nu este prevăzut cu un circuit de protecţie a incintelor acustice şi unul dintre tranzistoarele etajului de putere se străpunge, incinta va suporta întreaga tensiune de alimentare, ceea ce va duce la distrugerea sa. În fig. 1 se pot observa cele două cazuri în funcţie de tranzistorul care se străpunge. Dacă luăm un exemplu numeric poate fi uşor sesizată amploarea pericolului: dintr-o alimentare $E=\pm 24V$ (lucru de fapt uzual) şi o sarcină $R_S=4\Omega$ rezultă un curent de 6 A ceea ce corespunde unei puteri $P=RI^2=UI=144W$.

Montajul prezentat în fig. 2 poate fi ataşat oricărui amplificator protejând simultan cele două canale şi în plus introducând o scurtă temporizare la pornirea aparatului prin conectarea cu o mică întârziere a incintelor acustice, evitând auzirea "pocnetului" specific ce apare în acest caz. Tranzistorul T5 şi piesele aferente reprezintă un stabilizator de tensiune simplu ce permite alimentarea montajului cu +15V indiferent de tensiunea la care este alimentat amplificatorul.

Ieşirile amplificatorului (stânga şi dreapta) sunt conectate la R1, respectiv R2 cu rolul de a atenua semnalul care prin intermediul condensatoarelor C1 şi C2 montate în serie este filtrat. În cazul în care o tensiune pozitivă apare pe una din ieşiri, aceasta deschide dioda D3, tranzistorul T3 se saturează, prin el se descarcă condensatorul $C3=100\mu F$, potenţialul bazei tranzistorului T4 (decalat cu 8,2V prin dioda Zener D4) scade şi îl blochează. Aceasta are drept urmare declanşarea releului Rel. La fel, în momentul apariţiei unei tensiuni negative pe una din ieşirile amplificatorului, se deschid diodele D1 şi D2; potenţialul bazei tranzistorului T1 este forţat să coboare, blocându-l şi implicit saturându-se T2. Prin deschiderea lui T2 condensatorul C3 se descarcă şi prin intermediul lui T4 releul declanşează din nou. Releul fiind inserat între ieşirea amplificatorului şi incintele acustice, întrerupe legăturile imediat ce o tensiune continuă (de orice polaritate) apare la ieşirile etajului final.

La punerea în funcţiunea a aparatului (deci la alimentarea lui) condensatorul C3 se încarcă lent prin intermediul rezistorului $R7=33K\Omega$ ceea ce determină anclanşarea releului cu o oarecare întârziere.

În ceea ce priveşte rezistorul R înseriat cu releul se scurtcircuitează dacă releul folosit este de 12V sau se ia ca valoare egală cu rezistenţa releului dacă acesta este de 6V. Rezistorul R* se calculează în funcţie de tensiunea disponibilă +E din amplificator.

Într-un alt articol vom prezenta un mod de determinare a acestora prin măsurători asupra difuzorului. Pentru proiectare se procedează în continuare astfel:

- se alege factorul de calitate total optim: $Q_{ti}=1,1$;
- se calculează coeficientul de elasticitate $\alpha=(Q_{ti}/Q_t)^2-1$;
- se estimează factorul de mărire a elasticităţii incintei $\beta=1,2$;
- se calculează volumul interior necesar al cutiei $V_c=V_a/\alpha\beta$.
- se va avea în vedere ca $V_c>>V_d$ pentru a fi în cazul mişcărilor mici, când transformările pot fi considerate liniare. În cazul când această condiţie nu este îndeplinită se alege un alt volum pentru cutie, dar nu se va mai obţine randamentul maxim, ci o altă valoare determinată de noua valoare a factorului de merit;
- se calculează frecvenţa de rezonanţă a sistemului $f_{0i}=f_0Q_{ti}/Q_t$;
- se determină frecvenţa limită inferioară $f_3=0,76f_0$;
- se calculează randamentul: $\eta_i=2\cdot 10^{-6}\cdot f^3{}_3\cdot V_c$;
- puterea acustică maximă limitată de elongaţie $P_{a\xi i}=0,85f^4{}_3V_d$;
- puterea electrică necesară $P_e=P_{a\xi i}/\eta_i$.

Fie de exemplu un difuzor pentru care s-au determinat: $f_0=16MHz$; $Q_t=0,33$; $V_a=700dm^3$; $V_d=500cm^3$. Pentru $Q_{ti}=1,1$ şi $\beta=1,2$ se vor obţine pe rând: $\alpha=8,3$; $V_c=70dm^3$; $f_{0i}=49Hz$; $f^3=38Hz$; $P_{axi}=0,4W$; $\eta_i=0,7\%$; $P_e=57W$.

Din cele prezentate se observă că proiectarea în condiţiile maximizării randamentului nu este posibilă decât în situaţia în care factorul de calitate total al difuzorului Q_t este subunitar, deoarece altfel nu se poate obţine $Q_{ti}=1,1$.

Dacă avem posibilitatea să alegem un difuzor sau să comandăm unul cu parametrii doriţi, se poate face o proiectare a sistemului prin care să rezulte şi parametri impuşi difuzorului. În acest caz datele de proiectare vor fi: f_3; Q_{ti} şi două din mărimile $P_{a\xi i}$; V_c şi η_i. Se procedează în continuare astfel:

- se estimează factorul de calitate mecanic al incintei (sistemului) Q_{mi}, α şi β. Pentru o cutie capitonată valorile acestora se încadrează în limitele: $Q_{mi}=2\div 5$; $\alpha=3\div 10$; $\beta=1,2$.
- se determină f_{0i} din relaţia:

$$\frac{f_3}{f_{0i}}=\sqrt{\frac{Q_{ti}^{-2}-2+\sqrt{(Q_{ti}^{-2}-2)^2+4}}{2}}$$

- se calculează frecvenţa de rezonanţă a difuzorului: $f_0=f_{oi}/\sqrt{1+\alpha}$;
- se calculează factorul de calitate al incintei $Q_{ei}=Q_{ti}Q_{mi}/(Q_{mi}-Q_{ti})$;
- se determină volumele echivalente ale difuzorului şi ale sistemului: $V_a=\alpha\beta V_c$ şi respectiv $V_{ai}=V_a/(1+\alpha)$
- se calculează factorul de merit în randament:

$$k_\eta=\frac{Q_{ti}}{Qei}\frac{V_{ai}}{V_c}\frac{4\pi^2}{c^3}\frac{1}{(f_3/f_{oi})^3 Q_{ti}}$$

sau direct randamentul:

$$\eta_i=\frac{4\pi^2}{c^3}\frac{f^3_{oi}V_{ai}}{Q_{ei}}$$

- se determină puterea electrică necesară: $P_e=P_{a\xi i}/\eta_i$
- Din expresia puterii acustice:

$$P_{a\xi i}=\frac{4\pi^3}{c}\rho f^4_{oi}V_d{}^2$$

se determină volumul de deplasare de vârf V_d.

Formula folosită pentru calculul său este:

$$R^* = \frac{(E-15V)}{I} = \frac{E-15V}{10^{-2}}$$

Când tensiunea E are o valoare mai mare de 25V este recomandabil să se ataşeze tranzistorului regulator serie T5 (care este din familia BD 135, 137, 139) un radiator de câţiva centimetri pătraţi. Tranzistoarele T1, T2, T3 sunt obişnuite, de tip BC 107, BC 108, BC 171, BC 172, BC 237, BC 238. Tranzistorul T4 trebuie obligatoriu să aibă un câştig mare în curent, deci va fi de tip BC 171C (sau tip echivalent). Diodele D1, D2, D3, D5 sunt de tip 1N4148, 1N4149, 1N914, iar D4 şi D6 sunt diode Zener de tip PL8V2Z, respectiv PL15Z.

Funcţionarea este imediată şi eficacitatea protecţiei se verifică aplicând o tensiune continuă (câţiva volţi) la intrarea montajului (stânga sau dreapta).

O remarcă ce poate fi făcută este următoarea: în cazul în care în staţia de amplificare există deja o tensiune de +15V stabilizată, etajul stabilizator de tensiune realizat cu tranzistorul BD 135 poate fi omis (etajul încadrat în linie punctată în fig. 2) alimentarea făcându-se direct de la sursa respectivă. ♦

Fig. 1

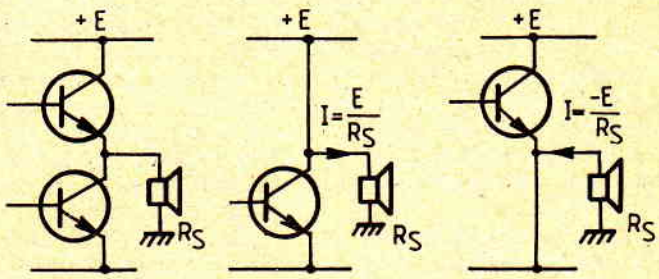
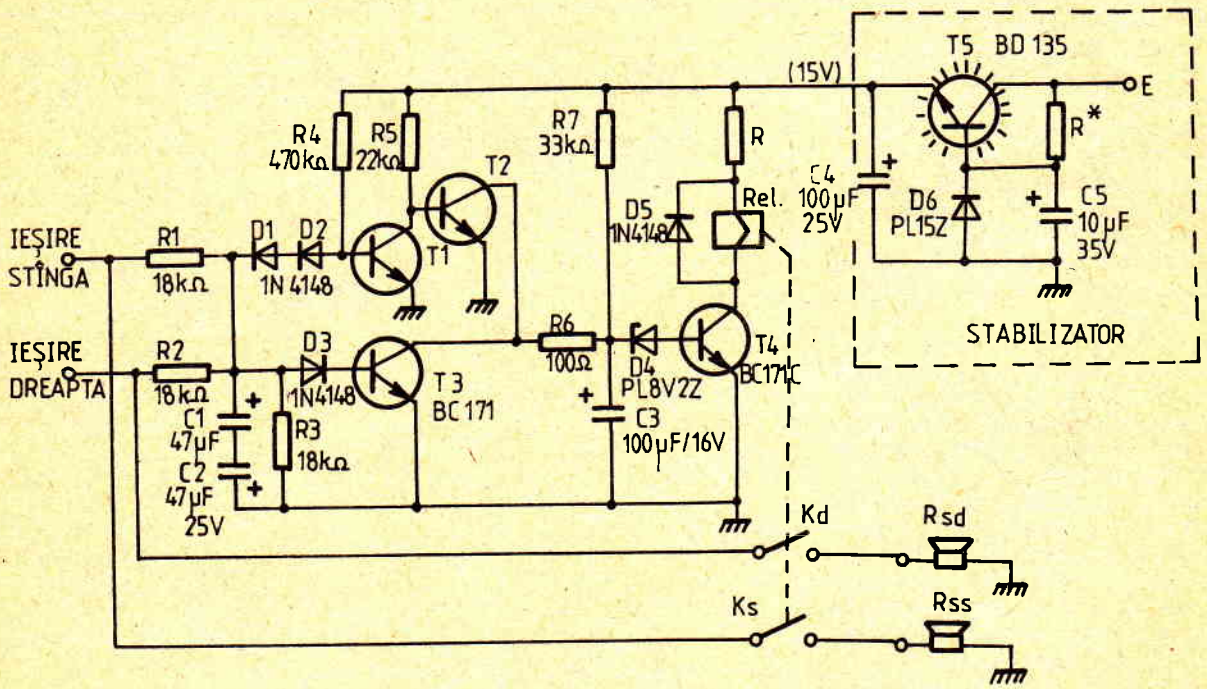


Fig. 2



— se calculează factorul de calitate electric al difuzorului: $Q_e = Q_{ei}/\sqrt{1+\alpha}$

— Dacă se impune randamentul în schimbul impunerii volumului cutiei, se calculează V_{ai} din formula randamentului şi apoi $V_a = V_{ai}(1+\alpha)$ şi $V'_c = V_a/\alpha\beta$

— Mărimile ce caracterizează difuzorul s-au calculat pentru a putea alege unul cu parametrii cât mai apropiaţi de aceştia.

Cunoscând volumul interior net al cutiei, V_c, se construieşte aceasta din lemn sau PAL, de formă paralelipipedică, cu muchiile uşor rotunjite. Pentru ca semnalele proprii de rezonanţă ale cutiei să fie cât mai dispersate se recomandă ca dimensiunile acesteia să fie în rapoartele 1×1,202×1,435 sau 1×1,401×1,863. La aflarea dimensiunilor exterioare se va ţine cont de grosimea pereţilor, de volumul ocupat de difuzor (difuzoare) şi, dacă este cazul, de volumul ocupat de alte dispozitive montate în interior (filtre de separare, amplificatoare, etc.). Peretele din spate, din aceleaşi considerente, este de preferat să fie uşor înclinat. Se capitonează pereţii interiori cu cca. 5 - 6 cm grosime de material poros (vată de sticlă, păslă, fibre sintetice) şi se etanşează bine cutia lăsând doar o gaură mică pentru egalizarea presiunilor statice din interior şi din exterior.

Bibliografie

1. M. Rosi - Electroacoustique. Presses Polytechnique Romandes. Lausanne, 1986

2. D. Stanomir - Iniţiere în electroacustică. E.T. 1971

3. C. Luca, L. Zănescu - Montaje acustice pentru difuzoare. E.T. 1972 ♦

VIDEO-TV

LIMITAREA CURENTULUI DE FASCICUL LA T.V. ALB-NEGRU ŞI COLOR

ing. Şerban Naicu

Toate receptoarele de televiziune au în componenţa lor circuite speciale destinate limitării curentului de fascicul la anumite valori prescrise (270-280μA pentru TV alb-negru şi 1mA pentru TV color). Curentul de fascicul circulă pe traseul: bobina de FIT (triplorul FIT, în cazul TV color), anodul 2 al tubului cinescop, spaţiul vid al TC, catodul TC şi se închide la masă prin rezistorii de pe modulul final video.

Este extrem de important să nu se depăşească valoarea maximă prescrisă a curentului de fascicul ($I_{fasc.}$) în special pentru protecţia elementului redresor al tensiunii FIT (dioda TV18 la TV alb-negru şi triplorul FIT la TV color) cât şi a tubului cinescop a cărui uzură creşte foarte mult la funcţionarea cu $I_{fasc.}$ mărit.

De asemenea este necesară limitarea curentului de fascicul la o valoare maximă admisă întrucât TC prezintă proprietăţile cele mai bune (focalizare a imaginii, puritate a culorilor ş.a.) la o anumită valoare a lui $I_{fasc.}$ precizată în datele de catalog ale tubului.

Principiul de realizare a limitării lui $I_{fasc.}$ diferă la TV alb- negru faţă de TV color.

La TV alb-negru acesta constă într-o reacţie negativă care acţionează asupra TC la creşterea lui $I_{fasc.}$.

Curentul de fascicul depinde atât de conţinutul de imagine (alb- negru) cît şi de poziţia comenzilor (contrast, strălucire, saturaţie - în cazul TV color). Dar, se poate constata că o modificare a tensiunii din cursorul potenţiometrului de contrast influenţează în mod corespunzător şi saturaţia imaginii, ceea ce a condus la principiul de limitare a lui $I_{fasc.}$ în receptoarele TV color. Acesta constă în faptul că la o creştere a curentului de fascicul peste limita prescrisă se va acţiona în sensul scăderii tensiunii pe cursorul potenţiometrului de contrast, ceea ce va duce implicit la compensarea lui $I_{fasc.}$, în sensul scăderii lui.

Principiul de limitare a curentului de fascicul la TV alb-negru se poate urmări în figura 1.

Rolul principal îl îndeplinesc D302 şi R308 de pe modulul de videofrecvenţă.

Curentul de fascicul circulă pe traseul: bobina FIT, TV18, anod 2 al TC, spaţiu vid al TC, catod TC, R309 şi R308.

$I_{fasc.}$ determină o cădere de tensiune pe R308, care reprezintă tensiunea din catodul diodei D302. Tensiunea din anodul diodei urmăreşte tensiunea din colectorul lui T301, tranzistorul final video. Baza acestui tranzistor este polarizată de tensiunea de pe cursorul potenţiometrului de contrast, deci tensiunea din colectorul său variază atît din reglajul de contrast cît şi cu conţinutul de imagine (alb-negru).

La un curent de fascicul normal dioda D302 este deschisă şi semnalul video (suprapus peste componenta de c.c.) din colectorul lui T301 modulează catodul TC.

La o anumită valoare a curentului de fascicul, căderea de tensiune pe care acesta o determină pe R308 (aplicată în catodul diodei) egalează tensiunea din anodul diodei care se blochează. Semnalul video continuă să ajungă pe catodul TC prin condensatorul C303, montat în paralel pe diodă.

Se ştie că TC este mai mult sau mai puţin deschis (luminat) în funţie de negativarea grilei Wehnelt (G1) faţă de catod (diferenţa de potenţial $U_{CG1}=U_C-U_{G1}$).

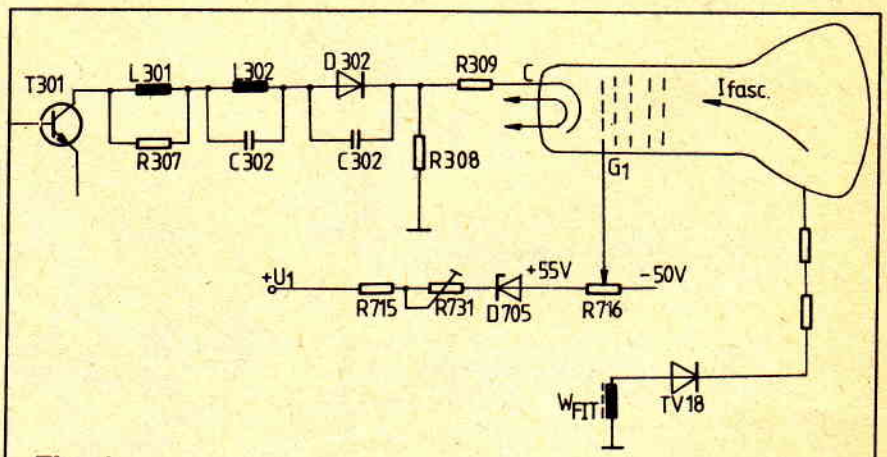
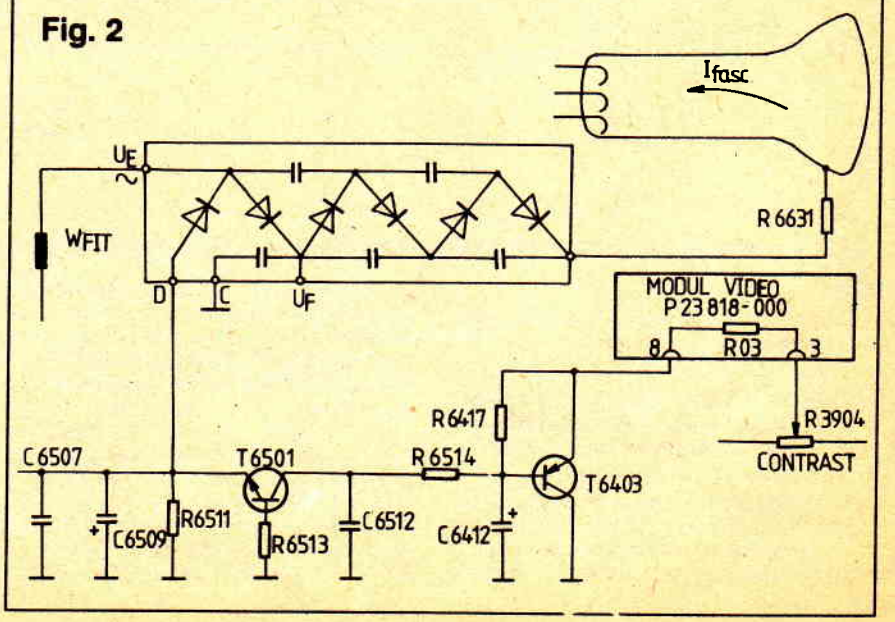


Fig. 1

Fig. 2



GENERATOR - FRECVENŢMETRU CU SPECTRUM (CIP)

Petru Demian

Programul prezentat în continuare prezintă utilizarea unui calculator compatibil Spectrum ca generator de semnal dreptunghiular în domeniul audio şi ca frecvenţmetru. Programul prezintă posibilitatea afişării nu numai a frecvenţei semnalului dreptunghiular ci şi a formei acestuia, inclusiv a factorului de umplere. În scopul utilizării calculatorului ca generator de semnal dreptunghiular, ieşirea generatorului este pinul 1 al mufei CAS iar în scopul utilizării calculatorului ca frecvenţmetru semnalul se aplică pe pinul 3 al bornei CAS.

Descrierea programului scris în BASIC

Linia 4 a programului nu este obligatorie, ea realizând resetarea programului dacă se apasă combinaţia BREAK, fiind indicat de a nu se introduce decât după verificarea funcţionării corecte a programului. Linia 5 are rolul de a comanda încărcarea programului scris în cod maşină. În scopul scrierii mai uşoare a programului în cod maşină au fost introduse liniile 6 şi 7 care astfel introduc în unele locaţii de memorie valori utilizate ca instrucţiuni în programul scris în cod maşină şi a cărui aplicaţie detaliată va fi prezentată mai târziu.

Programul cuprins între liniile 9 ÷ 120 are rolul de a afişa meniul şi de a permite selectarea uneia dintre variante.

Porţiunea de program dintre liniile 1000 ÷ 1230 are rolul de oferi informaţii utile asupra posibilităţilor programului. Este interesant de remarcat că prin intermediul liniilor de tipul 1030 este posibilă scrierea în partea inferioară a ecranului (cea care de regulă este rezervată mesajelor de eroare). Pentru programarea calculatorului în regim de generator se utilizează liniile de la 2000 la 2620 iar pentru programarea în regim de frecvenţmetru se folosesc liniile de la 3000 la 3220.

Descrierea programului corespunzător generatorului

Programul corespunzător generatorului începe de la adresa 2000. După ştergerea ecranului şi scrierea modului de funcţionare se aşteaptă introducerea frecvenţei semnalului ce urmează a fi generat în KHz, pentru început factorul de umplere considerat implicit K=0,5.

Semnalul dreptunghiular cu factor de umplere selectabil este generat de o subrutină scrisă în cod maşină, subrutina preluând valorile corespunzătoare din anumite locaţii de memorie. Programul în cod maşină corespunzător funcţionării calculatorului ca generator se va găsi între adresele A008 ÷ A080.

Cu cît această diferenţă este mai mică, cu atît tubul este mai deschis (luminat), curentul de fascicul fiind mai mare. Potenţialul pe grila de comandă G1 este determinat de poziţia cursorului potenţiometrului de luminozitate (strălucire), putând varia între -50 şi +55V. La +55V luminozitatea tubului va fi maximă (deoarece diferenţa de potenţial U_{CG1} este minimă), iar la -50V tubul este blocat, curentul de fascicul devenind 0 şi dispărând rastrul. Nu trebuie să se depăşească valoarea de +55V pe grila de comandă, deoarece ar creşte curentul de fascicul peste limita periculoasă pentru redresorul de FIT. Valoarea acestei tensiuni se poate regla din semireglabilul R731.

Mecanismul reacţiei negative de limitare a curentului de fascicul este următorul: la o creştere a lui $I_{fasc.}$ peste valoarea prescrisă (270-280μA), căderea de tensiune pe R308 este mare, atingând tensiunea din colectorul lui T301 (anodul diodei), ceea ce contribuie la blocarea diodei.

Se observă că valoarea lui R308 este critică, în sensul că nu este admisă o scădere a acesteia sub valoarea prescrisă, deoarece în acest caz ar fi necesar un curent de fascicul mai mare pentru a determina pe ea aceeaşi cădere de tensiune. Dimensionarea lui R308 se face cu luminozitatea pe maxim, contrastul la maxim, iar semireglabilul R113 de pe modulul cale-comună "nivel de alb" reglat pentru contrast normal.

Prin modificarea valorii lui R308 se face un reglaj brut al curentului de fascicul, iar cu semireglabilul R731, un reglaj fin. De exemplu, dacă în loc de 330KΩ se va monta o valoare de 390KΩ, tensiunea de 100-105V pe catodul TC se va atinge la un $I_{fasc.}$= 270μA, iar dacă se va monta o valoare de 470KΩ, tensiunea respectivă pe catodul TC se va atinge la un curent de fascicul de 220μA, după care curentul de fascicul nu va mai creşte. Acest lucru este permis în măsura în care luminozitatea TC este suficientă şi permite o bună vizibilitate.

Este utilă măsurarea curentului de fascicul la un receptor TV, în mod preventiv, prin măsurarea tensiunii pe R308 care nu trebuie să depăşească 90V ($I_{fasc.}$=270μA) sau pe R309 care trebuie să fie sub 0,6V. În caz contrar se recurge la scăderea lui U_{G1} din R731 sau la mărirea valorii lui R308.

La receptoarele TV color circuitul de limitare a curentului de fascicul este prezentat în figura 2, specific receptorului TELECOLOR 5601 (5602) (similar şi la celelalte).

Cu ajutorul tensiunii din punctul D al triplorului FIT se asigură reglajul automat al curentului de fascicul (RACF) astfel: acest punct este legat prin rezistorul R6511 şi condensatoarele C6507 şi C6509 la masă. Căderea de tensiune produsă pe R6511 are valoarea de -2V la $I_{fasc.}$=1mA. Dacă $I_{fasc.}$ creşte, va creşte şi căderea de tensiune (în valoare absolută) produsă pe acest rezistor, contribuind la deschiderea tranzistorului T6501 şi la creşterea curentului său de colector (deoarece a crescut U_{BE} a tranzistorului). Creşterea curentului său de colector determină şi creşterea curentului de bază al tranzistorului T6403, prin intermediul lui R6514, determinând deschiderea acestuia şi deci micşorarea tensiunii din emitorul său. Prin intermediul modulului video (R03) se va reduce tensiunea pe cursorul potenţiometrului de contrast, determinând implicit scăderea curentului de fascicul, ceea ce s-a şi urmărit de fapt (compensarea creşterii lui $I_{fasc.}$).

Condensatoarele C6509 şi C6412 asigură operaţia de mediere a tensiunii de RACF şi împreună cu C6507 şi C6512 asigură şi suprimarea vârfurilor foarte ascuţite, datorate unor descărcări în TC, care ar periclita unele componente active din televizor. ◆

Programul scris în limbaj de asamblare conţine în principiu 3 bucle. O buclă este utilizată pentru generarea pe ieşirea CAS a unei valori 1 logic un timp dorit, o a doua pentru punerea pinului mufei CAS (1) pe 0, iar cea de-a treia, suprapusă peste cele două, pentru părăsirea subrutinei în limbaj de asamblare corespunzătoare generatorului.

Programul începe cu invalidarea întreruperilor (instrucţiunea DI) în scopul evitării funcţionării incorecte a generatorului ca urmare a subrutinei de citire a tastaturii (care se execută după fiecare 20ms). În continuare se încarcă registrele B, C, E, D cu valorile convenabile. În locaţiile de memorie de la adresa A000 şi A001 se va găsi un număr dependent de frecvenţa selectată şi de factorul de umplere. Astfel am notat cu N1 numărul de parcurgeri succesive ale porţiunii de program dintre adresele A017 şi A01A. Practic la adresa A000 se găseşte octetul mai puţin semnificativ iar la adresa A001 octetul mai semnificativ. Atâta timp cât se parcurge această buclă în portul cu adresa #FE se înscrie valoarea #FE care determină generarea sunetului pe difuzor, casetofon şi apariţia liniei pe BORDER. Porţiunea de program dintre adresele A01C şi A020 are rolul de a permite ieşirea din subrutina generatorului dacă se apasă una din tastele 6, 7, 8, 9 sau 0. Astfel prin instrucţiunea IN A,(C) se citeşte portul #FE apoi prin instrucţiunea de comparare cu registrul E (CPE) se determină dacă a fost apăsată una din tastele menţionate.

Porţiunea de program dintre adresele A022 şi A02B este executată de N0 ori (variabila N0 din programul BASIC), valoare care este citită din locaţiile A002 şi A003 (în locaţia A002 octetul mai puţin semnificativ, iar în locaţia A003 octetul mai semnificativ). Atâta timp cât se execută această buclă, ieşirea 1 a mufei CAS va fi pe 0, iar la părăsirea acestei bucle se reia programul începând cu prima buclă. Dacă a fost apăsată una din tastele 6, 7, 8, 9 sau 0 atunci se vor valida întreruperile (instrucţiunea EI) după care se revine în programul BASIC (instrucţiunea RET).

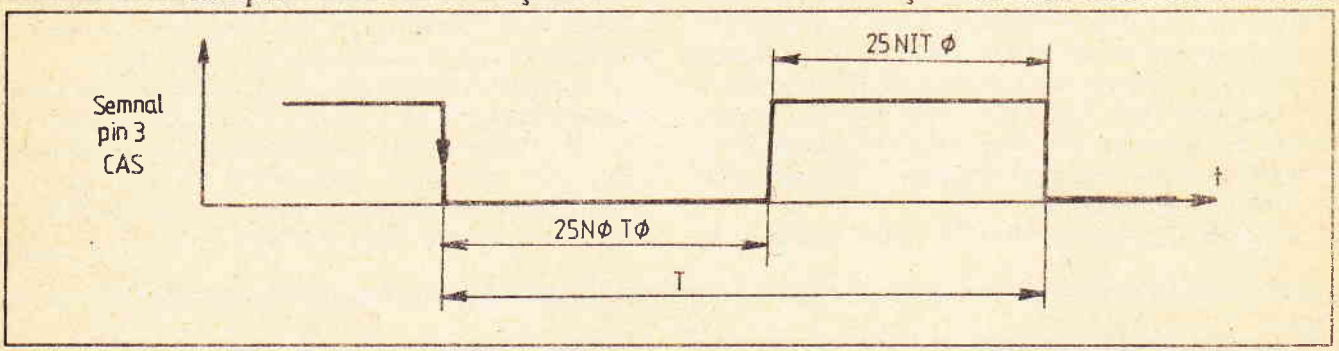
Având în vedere cele menţionate rezultă că programului în BASIC îi revine sarcina de a înscrie valoarea N1 (un număr proporţional cu cât timp semnalul generat stă pe 0 pe durata unei perioade) la locaţiile 40960 (A000), respectiv 40962 (A002) după relaţii de calcul dependente de frecvenţă şi de factorul de umplere selectat. Întrucât este posibil ca nu întocmai semnalul cu frecvenţa dorită şi factorul de umplere dorit să fie generat (erori mai mari intervin spre extremitatea superioară a domeniului audio), programul va afişa ce poate face (şi face) din valoarea prescrisă. Subrutina cu începere de la linia 2500 este utilizată la desenarea semnalului dreptunghiular conform factorului de umplere selectat. Dacă se tastează una din tastele 6, 7, 8, 9 sau 0 se revine din subrutina în limbaj de asamblare (care începe la adresa A008) după care se reia procesul cu valorile rezultate în urma selecţiei (liniile 2040 ÷ 2070). Revenirea în meniul principal se realizează tastând 0.

Programul corespunzător frecvenţmetrului începe de la linia 3000. Imediat după ştergerea ecranului începe execuţia subrutinei scrisă în limbaj de asamblare începând de la adresa 41050 (A05A). Subrutina începe cu invalidarea întreruperilor după care se introduc în registrele HL, E, B şi C valori convenabile. Liniile 6 şi 7 din programul BASIC nu au făcut altceva decât să înscrie în memorie un program în limbaj de asamblare (mai exact instrucţiunile INIR şi LD B,E). Instrucţiunea INIR transferă octetul citit de la portul dat de registrul C (aici valoarea #FE) în memorie la adresa HL, execută decrementarea registrului B, incrementarea lui HL, repetând operaţiile de citire până când registrul B devine 0.

Prin scrierea succesivă a mai multor instrucţiuni de acest tip se realizează un proces de achiziţie cu cea mai mare rată posibilă (instrucţiunea LD B,E necesită 4 perioade de tact iar instrucţiunea INIR necesită 21 de perioade de tact; deci în 25 de perioade de tact se realizează o citire şi o memorare). După realizarea procesului de achiziţie şi umplerea unei porţiune de memorie începând de la adresa A0DC începe procesul de extragere a informaţiilor de interes. Astfel în registrul IX se va păstra numărul corespunzător valorilor 1 citite de la pinul 3 al mufei CAS, în IY un număr corespunzător valorilor 0 citite iar în contorul DE va fi încărcat un număr corespunzător numărului maxim de eşantioane ce vor fi luate în considerare (registrul DE se decrementează continuu în diversele bucle iar atunci când conţinutul său devine 0 se părăseşte subrutina în limbaj de asamblare). În cadrul subrutinei, în registrul HL se păstrează adresa locaţiei de memorie din care se va extrage informaţia corespunzătoare procesului de prelucrare.

Principiul de măsurare a frecvenţei este prezentat în figură.

Întrucât frecvenţa de tact a sistemului este cunoscută şi precisă (3,5MHz), determinând N1 şi N0 pe baza datelor introduse în memorie în cadrul procesului de achiziţie rezultă posibilitatea determinării frecvenţei semnalului aplicat şi a factorului de umplere a semnalului.



În acest sens porţiunea de program dintre adresele A0EA şi A0F3 se execută în buclă până ce se determină o schimbare de conţinut al memoriei de la o valoare diferită de 0 la valoarea 0, ceea ce corespunde cu tranziţia din 1 în 0 a semnalului (indicată în figură). În continuare se determină numărul de octeţi de valoare 0, deci implicit se determină timpul cât semnalul a stat pe 0 (numărul se contorizează în IY). După execuţia unei tranziţii din 0 în 1 a semnalului de intrare (adică în memorie vom avea o schimbare de conţinut de locaţie de memorie 0 la conţinut de locaţie de memorie diferit de 0) se va contoriza în registrul IX numărul N1. De asemenea pe parcursul programului se decrementează contorul DE, iar dacă acesta a devenit 0 se iese din buclă (astfel se evită blocarea calculatorului dacă nu se introduce semnal la intrare). În continuare se înscriu valorile registrelor IX şi IY la adresele A000 respectiv A002. Dacă contorul DE a devenit 0 în timpul execuţiei subrutinei, atunci la adresa A7F7 se înscrie valoarea 1, semnificând faptul că nu s-a introdus semnal.

Începând cu linia 3120 programul BASIC citeşte valoarea înscrisă la adresa 40960 (A000) şi 40962 (A002) adică N1 şi N0, după care afişează sub o formă convenabilă frecvenţa şi factorul de umplere. Programul corespunzător frecvenţmetrului se execută în buclă până la apăsarea tastei 0.

Informaţii suplimentare la tel.: 961/143585.

```
4 POKE 23613,0: POKE 23614,60
5 LOAD " " CODE 40960
6 FOR A=41060 TO 41177
```

LIMBAJ DE ASAMBLARE
(Spectrum 48k)

Radu Paşalega

(Continuare din numărul trecut)

Efectul aritmeticii cu implicarea C pe celelalte flaguri

Poate aţi observat cum alte trei flaguri (fanioane) sunt afectate de ADC şi înainte nu erau afectate de ADD. Acestea sînt Z (zero); S (semn); O (depăşire); fiecare este modificat în funcţie de rezultatul operaţiilor.

Aritmetica registrelor indexate

Registrele indexate sunt total limitate la adunări fără C. Mai mult, numărul de registre care pot fi adunate este extrem de limitat.

- Adunarea BC sau DE;
- Adunarea registru indexat cu registru indexat;
- Adunarea SP.

Soluţia exerciţiului propus

Sfîrşitul memoriei folosite de operator este definită de conţinutul locaţiilor STKEND sau 23653 şi 23654 din manualul Spectrum.

Din fericire dacă încărcăm în HL STKEND :

```
LD  HL, (STKEND)
```

şi apoi scădem SP (SBC HL, SP) aproape am terminat. Fanionul C trebuie să-l resetăm. Cel mai uşor se operează astfel "AND A" ceea ce am studiat mai devreme.

Deci:

```
AND  A
SBC  HL, SP
```

Rezultatul va fi negativ dacă SP<HL şi atunci vă aflaţi într-o situaţie deosebit de neplăcută, sistemul vă cade!

Acum trebuie să obţinem numărul pozitiv din HL. Ce ar fi să folosim BC? (de asemenea şi DE este la fel de bun). Întâi trebuie să mutăm HL în BC dar nu există instrucţiuni LOAD între BC şi HL şi atunci:

```
PUSH  HL
POP   BC
```

Simplu, nu? Acum avem valoarea şi în BC şi în HL. Pentru a obţine HL=-BC trebuie să scădem BC din HL de două ori, dar să nu uităm de fanionul C care tocmai a fost setat de scăderea anterioară, deci:

```
AND  A
SBC  HL, BC
SBC  HL, BC
```

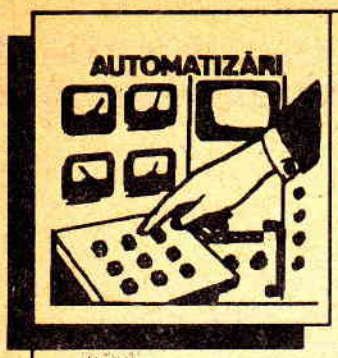
Acum avem în HL numărul invers a ceea ce am avut, deci pozitivul numărului de byţi rămaşi liberi. Pentru a obţine valoarea în BASIC cu ajutorul USR trebuie să avem acelaşi lucru şi în BC, deci:

```
PUSH  HL
POP   BC şi normal
RET
```

Aţi înţeles? Observaţi cât de folositoare este stiva? ♦

```
  7 POKE A,237: LET A=A+1: POKE
 A,178: LET A=A+1: POKE A,67: NE
XT A
  9 INK 2: PAPER 9: BORDER 6
 10 CLS
 11 POKE 23613,0: POKE 23614,60
 20 PRINT AT 5,4;"***********"
 30 PRINT AT 6,4;"*  MENIU  *"
 40 PRINT AT 7,4;"***********"
 50 PRINT AT 9,1;"1>HELP"
 60 PRINT AT 11,1;"2>GENERATOR"
 70 PRINT AT 13,1;"3>FRECVENTME
TRU"
 80 PRINT #1;" BY. PENTRU D."
 90 IF INKEY$="1" THEN GO TO 10
00
 100 IF INKEY$="2" THEN GO TO 20
00
 110 IF INKEY$="3" THEN GO TO 30
00
 120 GOTO 90
1000 CLS: BEEP 0.1,9
1010 PRINT AT 2,2;"DESCRIERE TEH
NICA"
1020 PRINT AT 5,0;"Cu ajutorul
acestui program  impreuna  cu
 un circuit extern calculatorulu
i ,acesta poate fi folosit ca ge
nerator de semnal  dreptunghiula
r sau"frecventmetru in domeniul
audio"
1030 PRINT #1;"Daca continuati a
pasati o tasta"
1040 PAUSE 0
1050 CLS: PRINT AT 2,2;"DESCRIE
RE GENERATOR"
1060 PRINT AT 5,0;"Generatorul d
e semnal poate fi  utilizat in d
omeniul:"
1070 PRINT AT 4,0;"..10HZ..20KHZ
"
1080 PRINT AT 11,0;"0-revenire m
eniu"
1090 PRINT AT 12,0;"9-scadere fa
ctor de umplere "
1100 PRINT AT 13,0;"8-crestere f
actor de umplere"
1110 PRINT AT 14,0;"7-crestere f
recventa"
1120 PRINT AT 15,0;"6-scadere fr
ecventa"
```

(Continuare în numărul viitor)



VARIATOR DE TURAŢIE

ing. P. Nicolae

Dezvoltarea şi fabricarea pe scară largă a dispozitivelor de comutaţie semiconductoare, acoperind gama de puteri de la μW până la MW, asigură actualmente întâietatea metodelor electronice în realizarea acţionării motoarelor electrice. Prin aceasta se urmăreşte realizarea la parametri ridicaţi a următoarelor facilităţi:

— pornirea automată;
— frânarea electrică;
— reversarea sensului de rotire;
— funcţionarea cu turaţie constantă;
— funcţionarea cu cuplu constant;
— comanda după program a turaţiei;
— poziţionarea rotorului.

Pentru acţionarea diverselor mecanisme se utilizează adesea motoare electrice de curent continuu cu excitaţie separată (fig. 1) şi cu excitaţie derivaţie (fig. 2). Turaţia motorului este direct proporţională cu tensiunea aplicată rotorului (indusului) şi invers proporţională cu curentul de excitaţie. La un motor de curent continuu cu excitaţie independentă în regim permanent, supraîncălzirea motorului, adică ridicarea temperaturii sale peste cea a mediului ambiant, este determinată în primul rînd de valoarea curentului ce trece prin înfăşurările rotorului şi ale excitaţiei. Dacă acestea sînt mai mici sau cel mult egale cu valorile nominale, supraîncălzirea motorului într-un regim de funcţionare de lungă durată va fi admisibilă. Prin variaţia tensiunii aplicate, turaţia motorului poate fi reglată pînă la valoarea corespunzătoare a tensiunii nominale a indusului. În condiţii de supraîncălzire admisibilă, turaţia motorului poate fi mărită în continuare prin reducerea curentului de excitaţie, tensiunea indusului fiind menţinută la valoarea ei nominală. În acest caz, cuplul motorului scade liniar, turaţia motorului creşte invers proporţional cu curentul de excitaţie, puterea dezvoltată de motor este constantă şi independentă de curentul de excitaţie, iar relaţia dintre cuplu şi turaţie este hiperbolică (fig. 3). Cuplul şi puterea pe care le produce motorul, într-un anumit caz de funcţionare, depind de saracina motorului şi nu trebuie să depăşească valorile indicate în caracteristicile de utilizare. Pentru limitarea curentului de pornire se pot introduce în circuit rezistenţe de pornire dar, în acest caz, pe timpul pornirii apare un consum de putere suplimentar. Dacă motorul este alimentat de la un redresor comandat sau de la o sursă de curent continuu prin intermediul unui chopper de putere, pe timpul pornirii se poate reduce în mod corespunzător valoarea medie a tensiunii aplicate motorului, evitându-se astfel pierderile de energie aferente pornirii motorului. La acţionările electronice care asigură reglajul automat al turaţiei, se prevăd şi circuite de reglaj al curentului, care permit limitarea curentului absorbit de motor la o valoare dinainte aleasă.

Fig. 1

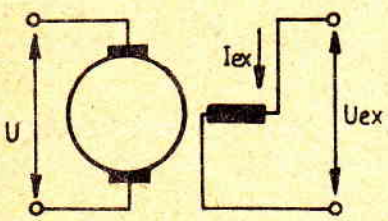


Fig. 2

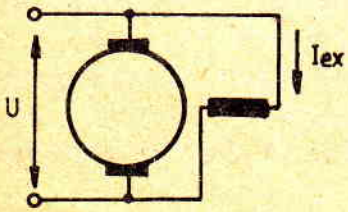


Fig. 3

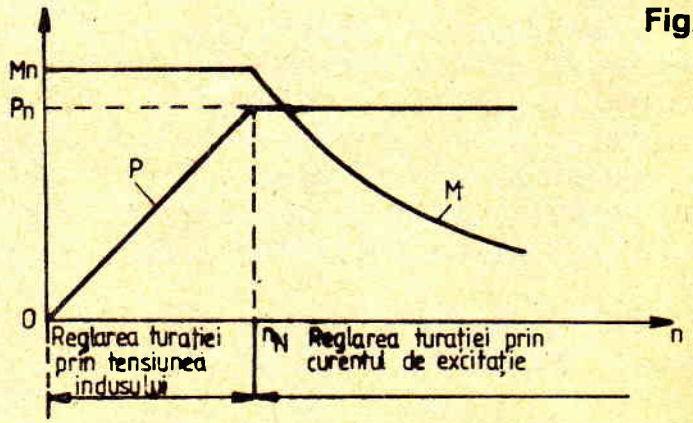
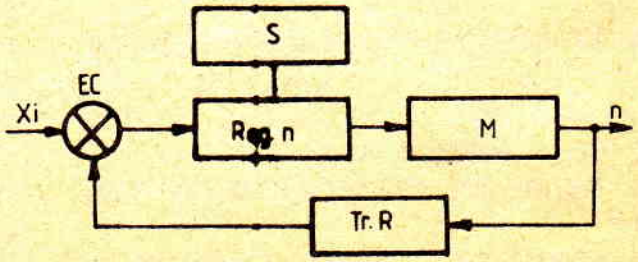


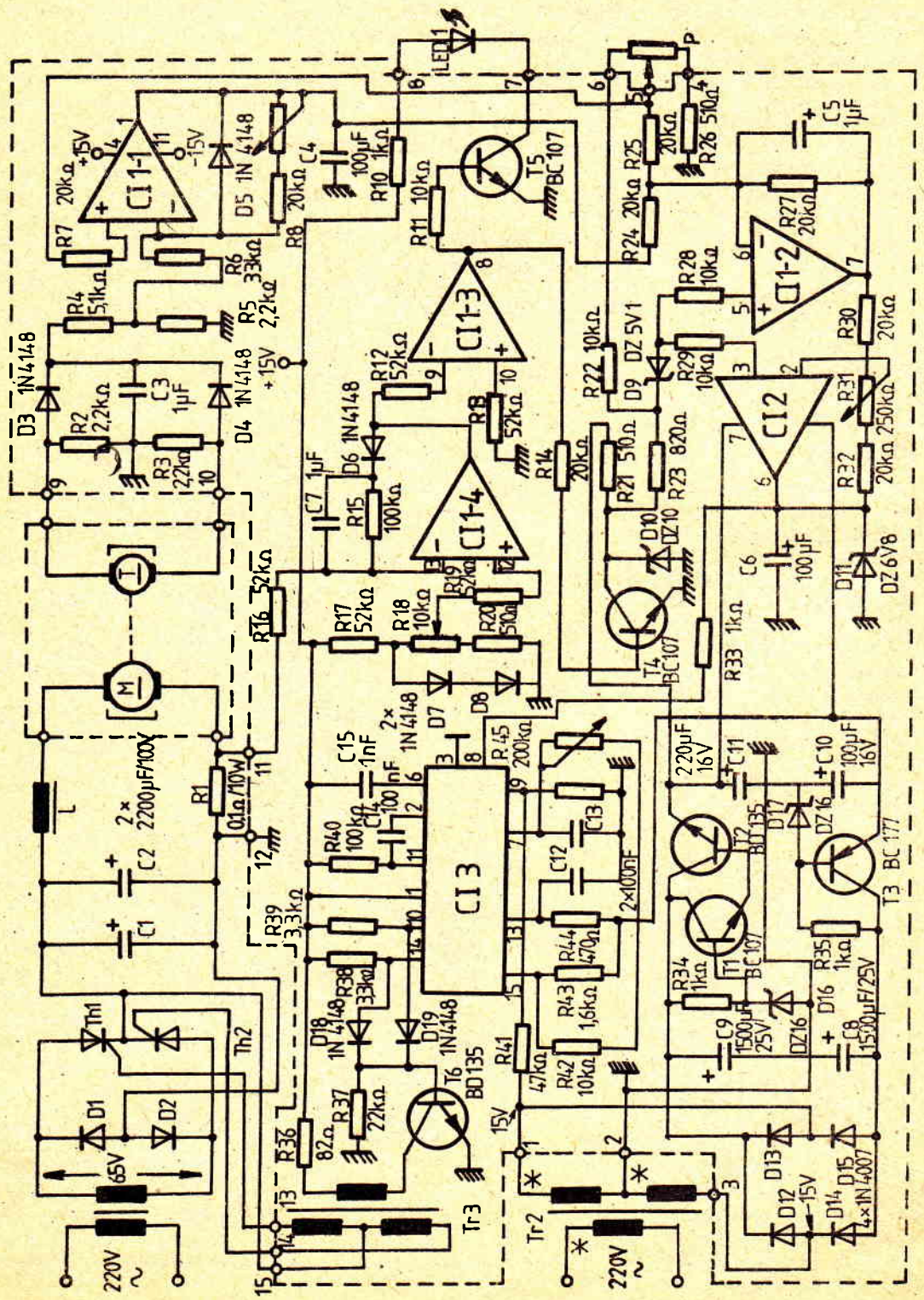
Fig. 4



În acest caz, pornind motorul, turaţia lui va creşte treptat, până la valoarea impusă de regulatorul de turaţie. Curentul absorbit de indus la început va fi egal cu valoarea impusă de regulatorul de curent, iar după atingerea unei anumite turaţii, valoarea curentului va fi determinată de cuplul cerut de la motor în regimul staţionar.

Într-o serie de aplicaţii este necesară acţionarea motoarelor cu o turaţie constantă, independent de variaţiile cuplului rezistent sau de variaţiile tensiunii de alimentare. Pentru realizarea acestui deziderat, comanda motorului trebuie făcută folosind un sistem de reglare automată, care comparând cu ajutorul unui traductor valoarea existentă a turaţiei motorului cu valoarea impusă, determină o astfel de comandă a alimentării motorului, încât turaţia să se menţină pe cât posibil constantă.

Fig. 5



Regulatorul trebuie astfel realizat, încât la producerea unor perturbaţii în sistem, valoarea impusă a mărimii de ieşire să se stabilizeze cît mai rapid şi fără producerea unor oscilaţii amortizate de amplitudine prea mare. În fig. 4 este prezentată schema bloc a regulatoruui de turaţie propus. Traductorul de turaţie TrR este de obicei un tahogenerator de curent continuu. În componenţa regulatorului de turaţie Reg.n. intră amplificatoare, circuite de corecţie, un redresor de putere sau un chopper de putere, după cum sursa de alimentare este de curent continuu sau alternativ. În fig. 5 este prezentată schema electrică a variatorului de turaţie care se bazează pe strutura celui prezentat în schema bloc descrisă anterior. El a fost experimentat pe motoare cu excitaţie independentă realizată prin bobinare sau magneţi permanenţi, având tensiuni ale indusului pînă la 100V şi curenţi de maxim 10A. Tahogeneratorul utilizat generează o tensiune continuă de 20V pînă la 1000 de rotaţii pe minut şi un curent maxim de 160mA. Schema electrică prezentată cuprinde o parte de forţă şi una de comandă.

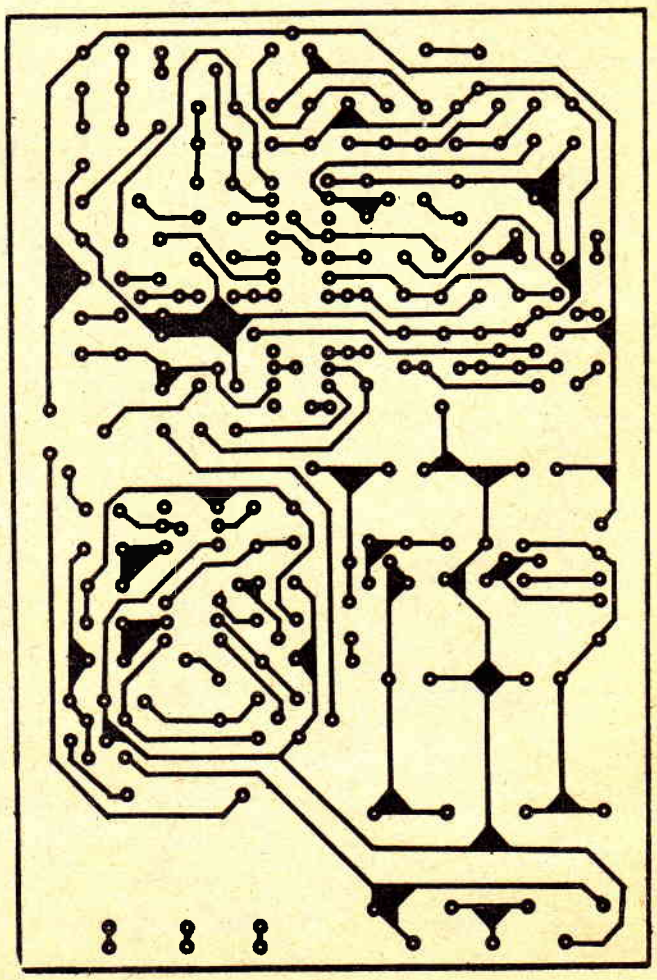
Partea de comandă este realizată cu circuitele integrate CI1 de tip βM324, CI2 de tip βA741N, CI3 de tip βAA145 şi componentele aferente acestora. Funcţiile realizate de acest bloc sînt: reglarea turaţiei motorului, blocarea regulatorului în cazul depăşirii curentului prestabilit şi semnalizarea fenomenului, menţinerea constantă a turaţiei motorului la sarcini variabile aplicate acestuia.

Regulatorul propriu-zis este realizat cu CI1-1, CI1-2 şi CI2, elementele de reacţie fiind ajustabile din R9 şi C4. În plus factorul de amplificare şi constanta de timp sunt reglabile din R31. Filtrarea valorii prescrise cu C6 conduce la micşorarea suprareglajului pe turaţie în cazul unui răspuns optimal pentru comenzi în treaptă, iar filtrarea valorii măsurate prin C4 atenuează frecvenţele înalte introduse de sistemul de măsură (tahogeneratorul). Regulatorul reprezintă o structură proporţional integrativă adoptată în situaţiile în care nu se admit suprareglaje pe valoarea măsurată, fenomen posibil datorită caracterului integrativ ce rezultă în acest caz pe valoarea prescrisă. Valoarea acesteia este dată de potenţiometrul P care are o valoare cuprinsă între 4,7KΩ şi 10KΩ.

Pe lângă regulatorul propriu-zis, schema electrică mai cuprinde circuitul de limitare a valorii prescrise de curent, realizat cu CI1-3, CI1-4 a cărei depăşire este semnalizată de LED1. Limitarea curentului prin rotor se face prin limitarea tensiunii de ieşire a regulatorului de turaţie, reglată pe sensul de turaţie a motorului din R18.

Dispozitivul de comandă pe grilă CI3, T6 şi Tr3 furnizează impulsurile de comandă pentru grilele tiristoarelor Th1 şi Th2 având unghiul corespunzător valorii prescrise. Impulsurile sunt decalate corespunzător pentru fiecare tiristor în parte. Componenta principală a dispozitivului de comandă pe grilă - circuitul integrat CI3 de tipul βAA145 - primeşte semnalul pe pinul 8 sub forma unei tensiuni continue, pozitive, variabilă între +1V şi +8,5V. Unghiul de comandă se reglează din R46. Tranzistorul T6 comandă tiristoarele prin intermediul transformatorului Tr3. Acesta poate avea o secţiune de 1cm^2 realizat cu tole tip E+I şi bobinat cu sârmă ϕ0,15 CuEm. Înfăşurarea cu priză mediană are 2×100 spire iar cea comandată de tranzistor 300 spire. Transformatorul Tr1 este dimensionat în raport cu motorul pe care dorim să-l comandăm. În eventualitatea folosirii în alimentarea transformatoarelor Tr1 şi Tr2 a unei reţele trifazice se va avea în vedere ca acestea să fie conectate la aceeaşi fază deoarece nu este posibilă sincronizarea. După cum se observă din schema electrică, tensiunea de sincronizare pentru circuitul CI3 este preluată de pe una din înfăşurările transformatorului Tr2 prin intermediului rezistorului R41.

Fig. 6



UTILIZAREA OSCILOSCOPULUI

9.45 AMC

ing. A. Nicolae

(urmare din numărul 13)

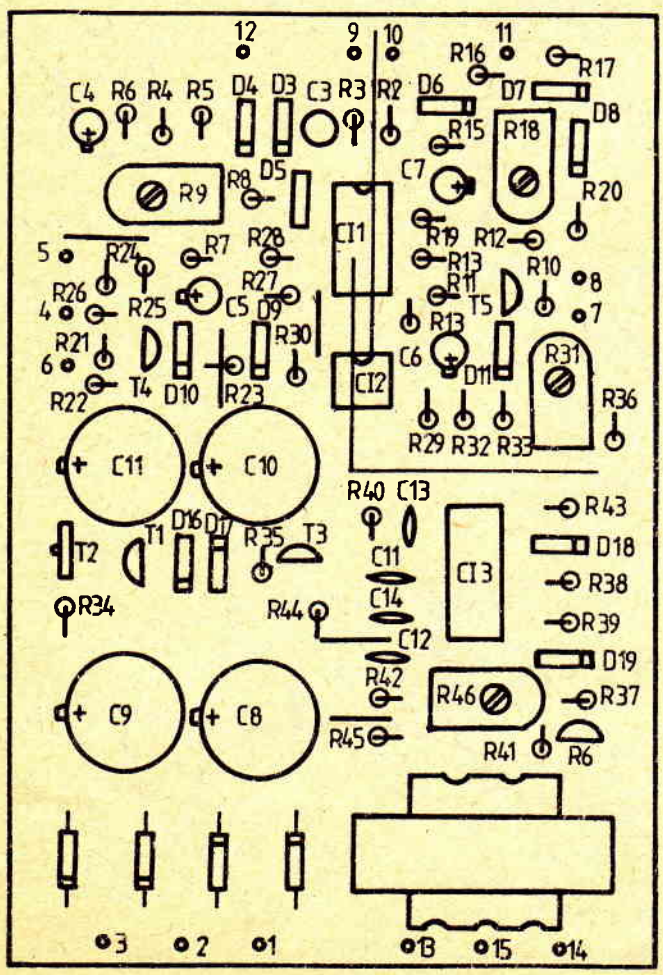
În colector este montat un transformator de joasă frecvenţă, care adaptează un difuzor.

Presupunem că la intrare se aplică un semnal u_i (linia punctată marchează alternanţa pozitivă). Pentru a putea amplifica liniar cele două alternanţe, trebuie ca, în repaus, curentul prin tranzistor (I_k) să fie egal cu $I_M/2$ (vezi graficul $i_r(t)$). Tensiunea în colectorul tranzistorului este în antifază cu cea de la intrare.

Trasarea grafică a formei tensiunii la bornele difuzorului impune cunoaşterea sensului înfăşurărilor transformatorului. Acest lucru poate fi uşor determinat după locul steluţelor ce indică începutul înfăşurărilor, sensul fiind acelaşi pentru toate secţiunile. Aceste precizări nu sînt de mare importanţă la amplificatorul în clasă A, dar sînt esenţiale în cazul amplificatoarelor în contratimp.

Amplificatorul în clasă A se utilizează la puteri cuprinse între zeci de mW şi 3 ... 5W. La puteri de peste 1 ... 2W este necesar un întrefier pentru a micşora fluxul magnetic produs de componenta continuă a curentului de colector, magnetizarea miezului transformatorului, la apariţia distorsiunilor, motive pentru care nu se utilizează la puteri mari. Deasemenea consumul de curent în repaus ar deveni exagerat de mare. Transformatorul ar trebui supradimensionat, pentru a putea suporta în primar acest curent şi a nu satura miezul.

Fig. 7



Bobina L are rol de filtru cu valoarea de minim 10mH. Sârma utilizată la construirea acesteia va trebui să suporte cel puţin curentul nominal al motorului.

Diodele D1, D2 cît şi tiristoarele Th1, Th2 vor fi alese din catalog conform tensiunii şi curentului de funcţionare a motorului. Filtrarea tensiunii de alimentare a motorului prin C1, C2 şi L este necesară deoarece pot apare suprareglaje ceea ce va duce la destabilizarea buclei comandă-măsură. În aceste condiţii, motorul nu va avea o turaţie constantă, iar în locul de contact al periilor cu colectorul vor apare scântei.

Motoarele comandate cu variatorul descris vor trebui să aibă excitaţie separată şi permanentă. Deci statorul este de tipul bobinat sau cu magneţi permanenţi. Tensiunea de excitaţie cu care se alimentează motoarele cu stator bobinat este înscrisă pe eticheta acestora.

Cablajul schemei electrice şi desenul de amplasare a componentelor sunt date în fig. 6 respectiv fig. 7. Diolele D1, D2, tiristoarele Th1, Th2, condensatoarele C1, C2, bobina L, rezistorul R1 şi transformatoarele Tr1 şi Tr2 constituie un subansamblu al variatorului. Diodele şi tiristoarele enumerate mai sus vor fi amplasate pe radiatoare. ◆

La proiectarea unui amplificator în clasă A se ia în considerare şi puterea disipată a tranzistorului care trebuie să fie mult mai mare decât puterea utilă a semnalului. Radiatoarele sunt, de obicei, destul de mari la puteri de peste 3W.

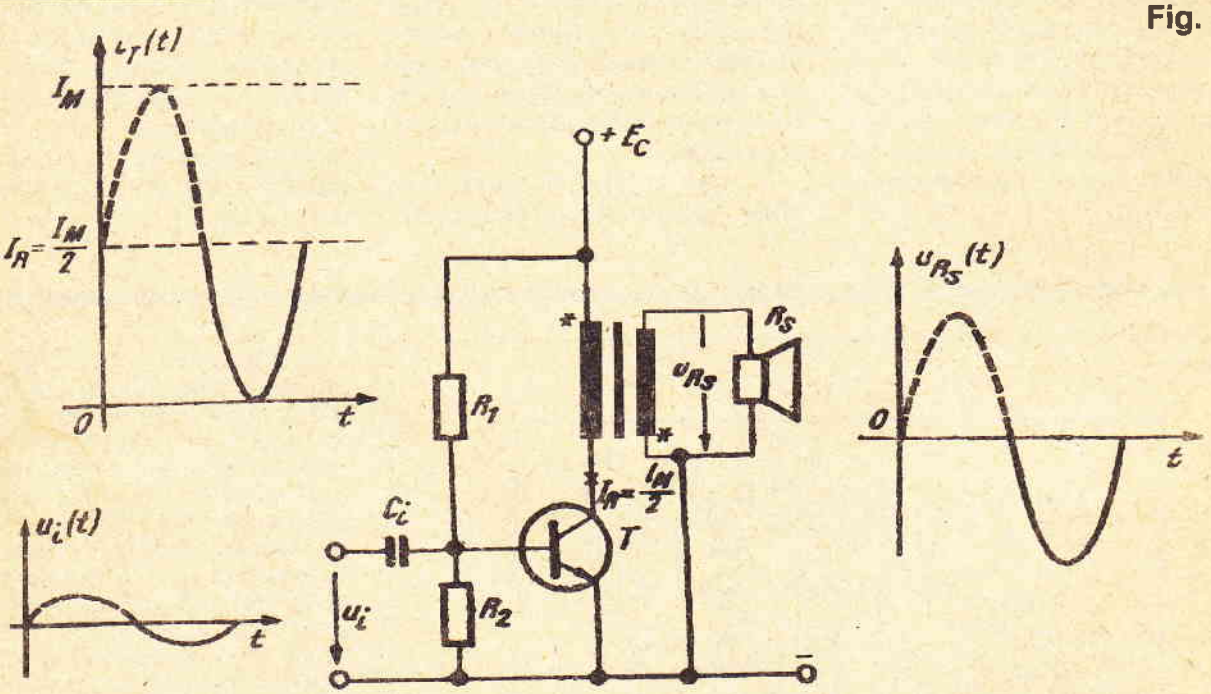
Etaj final în contratimp cu ieşire pe transformator

Acest tip de amplificator de putere (fig. 19) reprezintă un pas important în creşterea factorului de utilizare a sursei de alimentare (>80%). Puterile obţinute sunt mult mai mari decât la amplificatorul în clasă A.

Etajul în contratimp este simetric, fiecare parte amplificând câte o semiperioadă a semnalului de la intrare. În componenţa acestuia intră un etaj defazor, două tranzistoare de putere şi un transformator final care permite cuplarea unui difuzor.

Cele două tranzistoare lucrează în clasă B sau AB. Rareori sînt folosite în clasă A. Folosind clasa B rezultă că, în repaus, prin tranzistoare nu circulă nici un fel de curent, deci energia nu este disipată inutil. Tranzistoarele au nevoie de radiatoare mult mai mici decît în cazul unui amplificator în clasă A. Lipsind componenta continuă, nu se mai produce magnetizarea miezului transformatorului de ieşire, nu mai este necesar întrefierul şi supradimensionarea.

Fig. 18



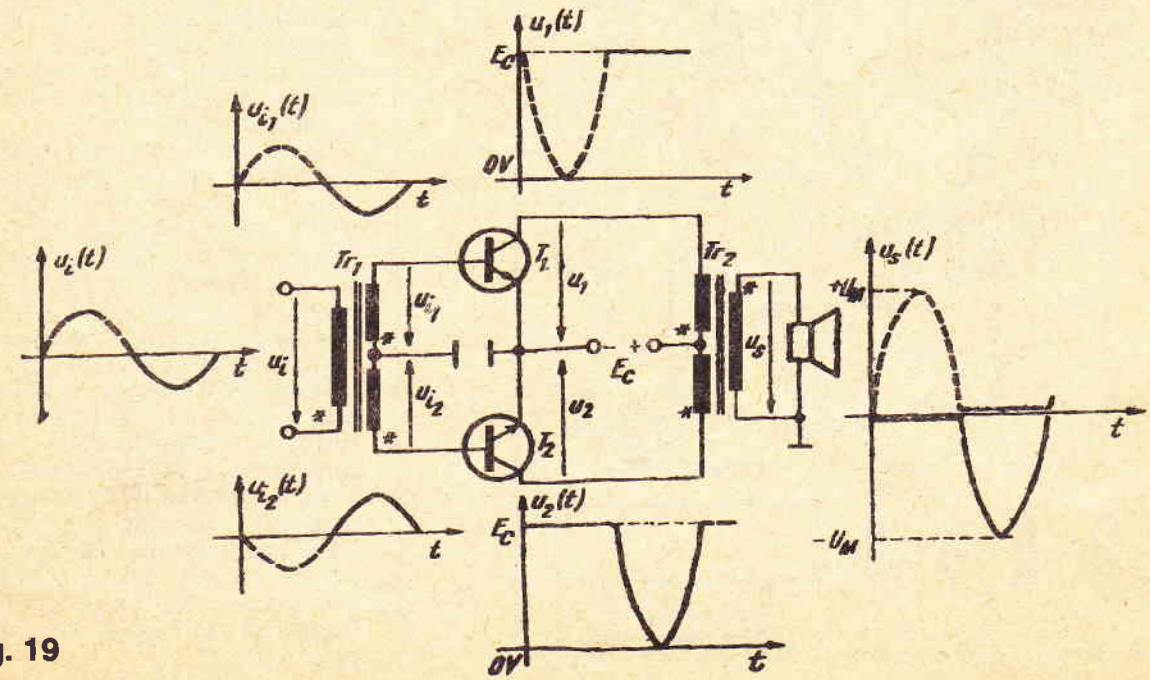


Fig. 19

Puterea obţinută cu acest tip de amplificator este limitată de gabaritul transformatorului, de puterea disipată a tranzistoarelor şi de radiatoare (practic 1 ... 100W).

Pentru a înţelege funcţionarea unui astfel de amplificator, să urmărim schema şi diagramele din fig. 19.

La intrare se aplică un semnal u_i de formă sinusoidală (graficul $u_i(t)$). Transformatorul Tr1 (numit defazor) este bobinat în aşa fel încât să furnizeze la ieşire două tensiuni cu aceeaşi amplitudine, de forma lui ui, dar defazate cu 180° una faţă de cealaltă. În acest scop, secundarul transformatorului defazor se bobinează cu priză mediană, având grijă să se păstreze acelaşi sens de bobinare (notat cu asterisc). Cele două tensiuni u_{i1} şi u_{i2} sunt măsurate faţă de masă (graficele $u_{i1}(t)$ şi $u_{i2}(t)$).

În repaus, cele două tranzistoare (tip *npn*) sunt blocate (clasă B).

Pe durata primei semiperioade (porţiunea punctată) semnalul u_{i1} pozitivează baza tranzistorului T_1 şi îl deschide. În colectorul acestuia apare un semnal u_1, a cărui formă se poate urmări pe graficul $u_1(t)$. Tot pe durata primei semiperioade, semnalul u_{i2} este negativ şi menţine blocat tranzistorul T_2 ($U_{CE}=E_c$). Pe parcursul următoarei semiperioade, u_{i1} devine negativ faţă de masă, iar u_{i2} pozitiv. Deci tranzistorul T_1 se blochează ($U_{CE}=E_c$), iar T_2 începe să conducă. În colectorul tranzistorului T_2 apare un semnal de forma $u_2(t)$. Pentru a reface semnalul sinusoidal trebuie compuse cele două semnale u_1 şi u_2. Acest lucru îl realizează transformatorul Tr2, dacă primarul are două secţiuni identice, bobinate în acelaşi sens şi legate ca în fig. 19 (începutul unei înfăşurări este legat la sfârşitul celeilalte, rezultând priza mediană). În secundarul transformatorului apare semnalul compus de formă sinusoidală.

Semnalul u_1 este inversat ca fază, deoarece înfăşurarea de alimentare a tranzistorului T_1 are sensul de bobinare opus celui din înfăşurarea secundară. Tensiunea u_2 nu este inversată, deoarece sensul de bobinare a secţiunii de alimentare a tranzistorului T_2 coincide cu cel al înfăşurării secundare. Aşadar, la bornele difuzorului, apare semnalul u_s, a cărui desfăşurare în timp este reprezentată în graficul $u_s(t)$. Randamentul etajului de mai sus este de peste 85%. Dezavantajul constă în necesitatea de utilizare a două transformatoare destul de greu de realizat. Orice desimetrizare a înfăşurărilor secundare ale defazorului (Tr1) duce la apariţia distorsiunilor neliniare (armonici ale semnalului util), de aceea, secundarul se bobinează cu fir dublu, avându-se grijă la realizarea legăturii pentru obţinerea prizei mediane.

Transformatorul de ieşire (Tr2) este şi mai greu de realizat. Pe lângă simetria necesară celor două secţiuni ale primarului, trebuie să se realizeze şi un cuplaj maxim între primar şi secundar, pentru ridicarea randamentului. De aceea, se practică despărţirea înfăşurării primare în mai multe părţi, printre care se bobinează secţiuni ale înfăşurării secundare. Acest lucru este deosebit de dificil, neexecutarea corectă a legăturilor între subsecţiuni determinând scăderea performanţelor sau chiar nefuncţionarea.

Tranzistoarele folosite trebuie să aibă tensiunea U_{CE} dată în catalog mai mare decât E_c. De asemenea, tensiunea U_{BE} trebuie să fie mai mare decât u_{i1} sau u_{i2}.

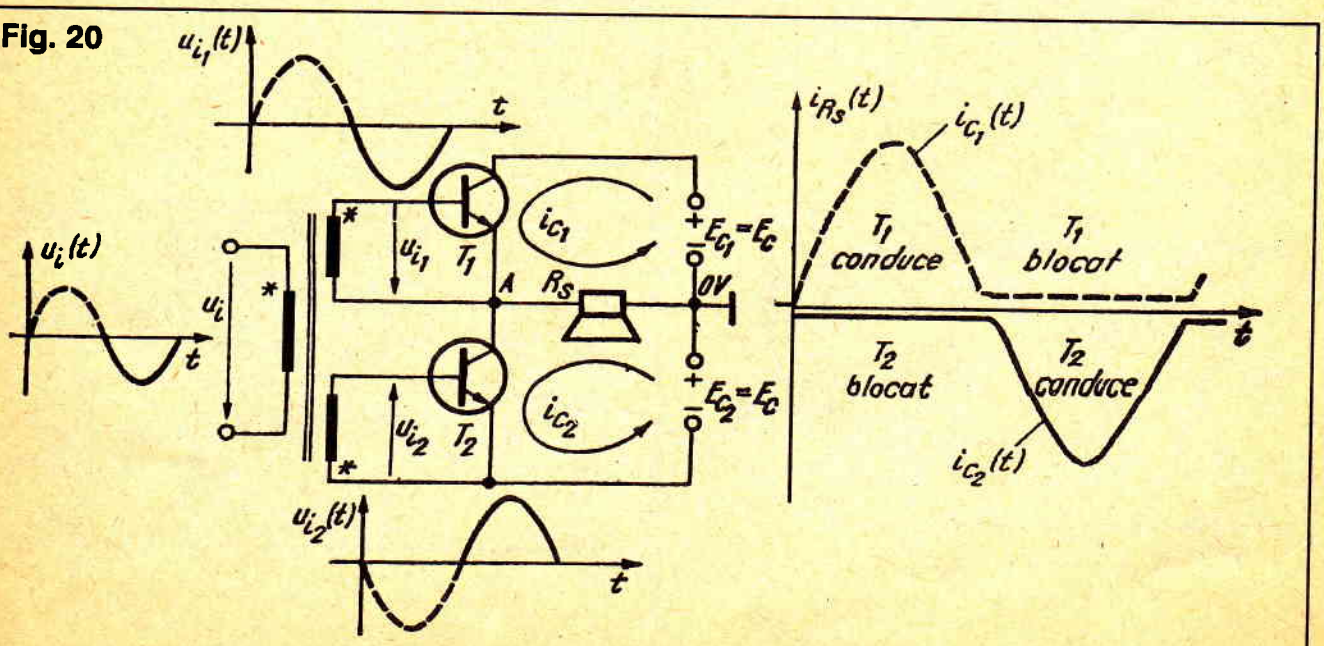
Etaj în contratimp fără transformator la ieşire

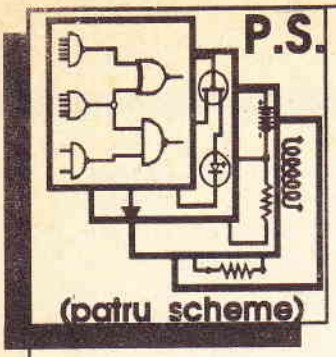
Acest tip de etaj (fig. 20) este derivat din schema în contratimp cu transformator. Caracteristic este faptul că se utilizează două surse de alimentare. Pentru a obţine aceeaşi putere ca în cazul precedent (cu ieşire pe transformator), trebuie să se dubleze valoarea tensiunii de alimentare. Deci randamentul de utilizare a sursei scade.

Şi în acest caz este necesar un transformator defazor. Cele două secţiuni sunt identice ca număr de spire, dar nu se cuplează galvanic între ele. Fiecare se leagă între baza şi emitorul unui tranzistor final (T_1, respectiv T_2).

(Continuare în numărul viitor)

Fig. 20





ÎN ATENŢIA CITITORILOR

Vă anunţăm că numerele 2, 3, 4, 5, 7 şi 8 sunt epuizate şi editura nu mai poate asigura expedierea acestora.

Editura electronistul

GENERATOR DE FOARTE ÎNALTĂ TENSIUNE

Condensatorul C_1 se încarcă la valoarea de vârf a tensiunii alternative, iar T_1 se deschide cu o întârziere de 90^0, adică în momentul trecerii prin zero a sinusoidei, ceea ce duce la deschiderea lui C_1 în primarul transformatorului TR1.

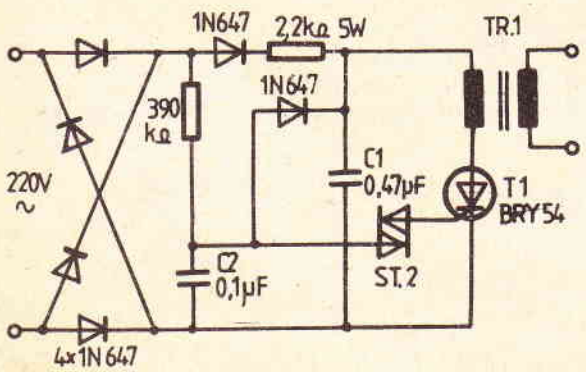
Tiristorul ales trebuie să permită funcţionarea cu curenţi mari de vârf datorită primarului transformatorului care posedă un număr mic de spire şi o rezistenţă redusă. În cazul de faţă, cu un raport de transformare de 80, tensiunea în secundar atinge 24KV în gol.

Condensatorul C_1 este cu hârtie metalizată şi are capacitatea de 0,47μF cu o tensiune de lucru de 400V.

Transformatorul TR1 are un miez de tipul E 52×30×12 B42 şi conţine în primar 9 spire din sârmă de CuEm ϕ=0,6mm, iar în secundar 720 spire din sârmă de 0,15mm. Datorită faptului că între spire există o tensiune de 34V se recomandă împărţirea bobinajului pe mai mulţi galeţi.

Creşterea $\frac{di}{dt}$ în tiristor este de 50A/μs cu o supracreştere de 70 A/μs.

La o distanţă de 10mm între terminalele secundarului se obţine o scânteie de 1ms având o frecvenţă de oscilaţie de 12KHz.

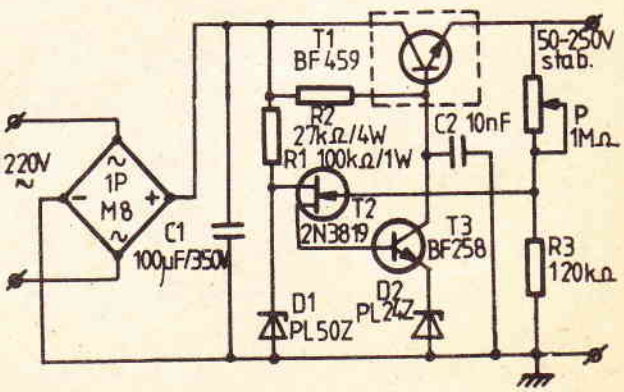


STABILIZATOR PENTRU ÎNALTĂ TENSIUNE

Alimentatorul prezentat furnizează o tensiune stabilizată ce poate fi folosită la alimentarea grilelor ecran ale tuburilor din amplificatoarele liniare ale emiţătoarelor SSB, a oscilatoarelor cu tuburi, a amplificatoarelor de deflexie pe orizontală sau verticală din osciloscoape etc.

Tensiunea poate fi modificată continuu între 50 şi 250 V. Reglajul se efectuează din potenţiometrul P de 1MΩ. Tranzistorul T_1 poate disipa o putere de cca. 6W, dacă este montat pe un radiator cu o suprafaţă de 30-70 cm^2.

Curentul maxim furnizat depinde de tensiunea de ieşire (puterea disipată de transformatorul T_1 nu trebuie să depăşească valoarea de 6 W). Pentru o tensiune de ieşire de 50 V curentul maxim debitat este de 25 mA, iar pentru 250 V de 120 mA. Precizia stabilizării este de 0,5%, suficientă pentru aplicaţiile amintite mai sus.



electronistul

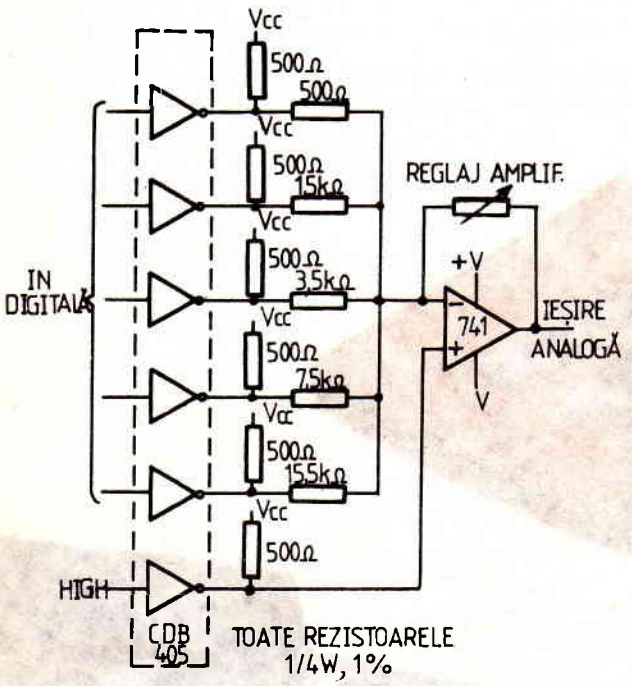
CONVERTOR D/A

Un convertor digital-analog poate fi realizat cu ajutorul unei reţele rezistive comandată prin intermediul unor porţi cu rol de comutatoare. O conversie cu rezoluţie foarte bună se obţine prin utilizarea unor porţi standard TTL cu colectorul în gol. Cu rezistoare având toleranţa de 1% poate fi obţinută o rezoluţie de 5 biţi, iar cu 0,1% se poate ajunge până la 7 biţi.

Uzual, un convertor digital-analog conţine o serie de contacte, o reţea de rezistoare şi un amplificator operaţional cu câştig prestabilit şi impedanţă joasă de ieşire.

Nivelele de intrare pot fi standard TTL, ceea ce înseamnă pentru nivelul logic 1 între 2,4V şi 5V iar pentru 0 între 0V şi 0,4V.

Pe post de comutatoare se utilizează negatoarele cu colector în gol conţinute de o capsulă tip CDB 405. Când ieşrea unei asemenea porţi devine 0 logic tranzistorul de ieşire se saturează (câţiva milivolţi), iar în blocare reţeaua de rezistoare este conectată la tensiunea V_{cc}. Un cuvânt mai lung de 5 biţi poate fi implementat dar având grijă să se selecteze două capsule CDB 405 care produc aproximativ aceleaşi tensiuni reziduale în starea logică 0.



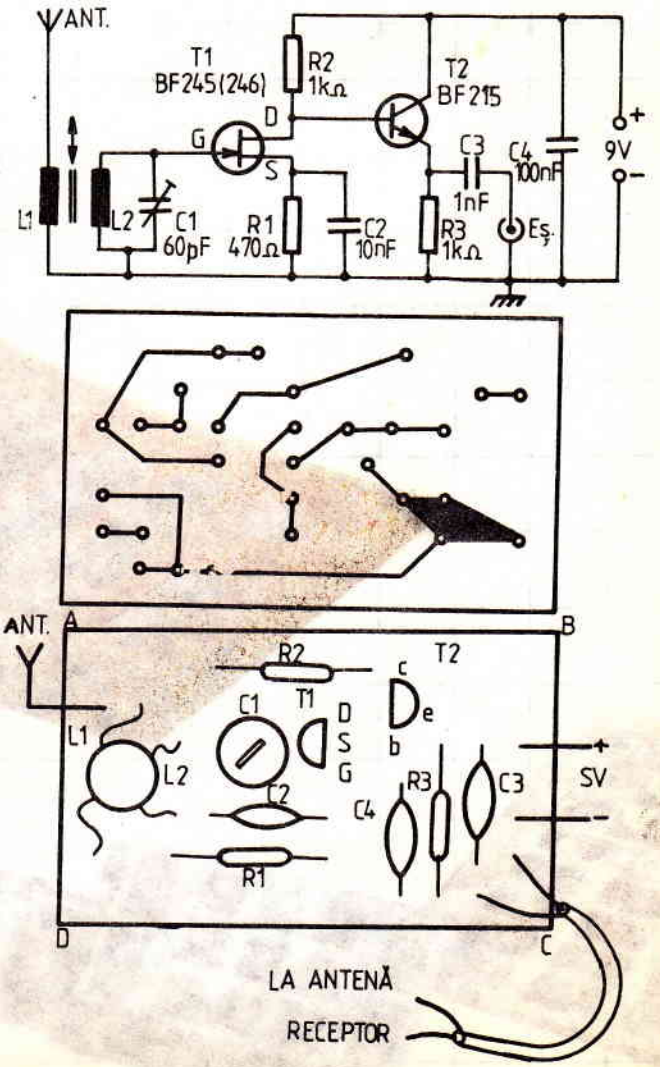
AMPLIFICATOR US

Montajul propus conţine două tranzistoare obişnuite de radiofrecvenţă.

La intrare schema conţine bobina L1 care are un număr mic de spire necesar adaptării cu antena. Secundarul L2 împreună cu capacitatea variabilă C1 se acordează pe banda recepţionată. Punctul cald al bobinei L2 se leagă direct la poarta tranzistorului T1 tip FET care posedă o impedanţă foarte mare la intrare şi ca urmare amortizarea circuitului oscilant este redusă.

Pentru a avea un transfer maxim de semnal între preamplificator şi intrarea receptorului căruia dorim să-i mărim sensibilitatea s-a prevăzut tranzistorul T2 care lucrează ca repetor pe emitor.

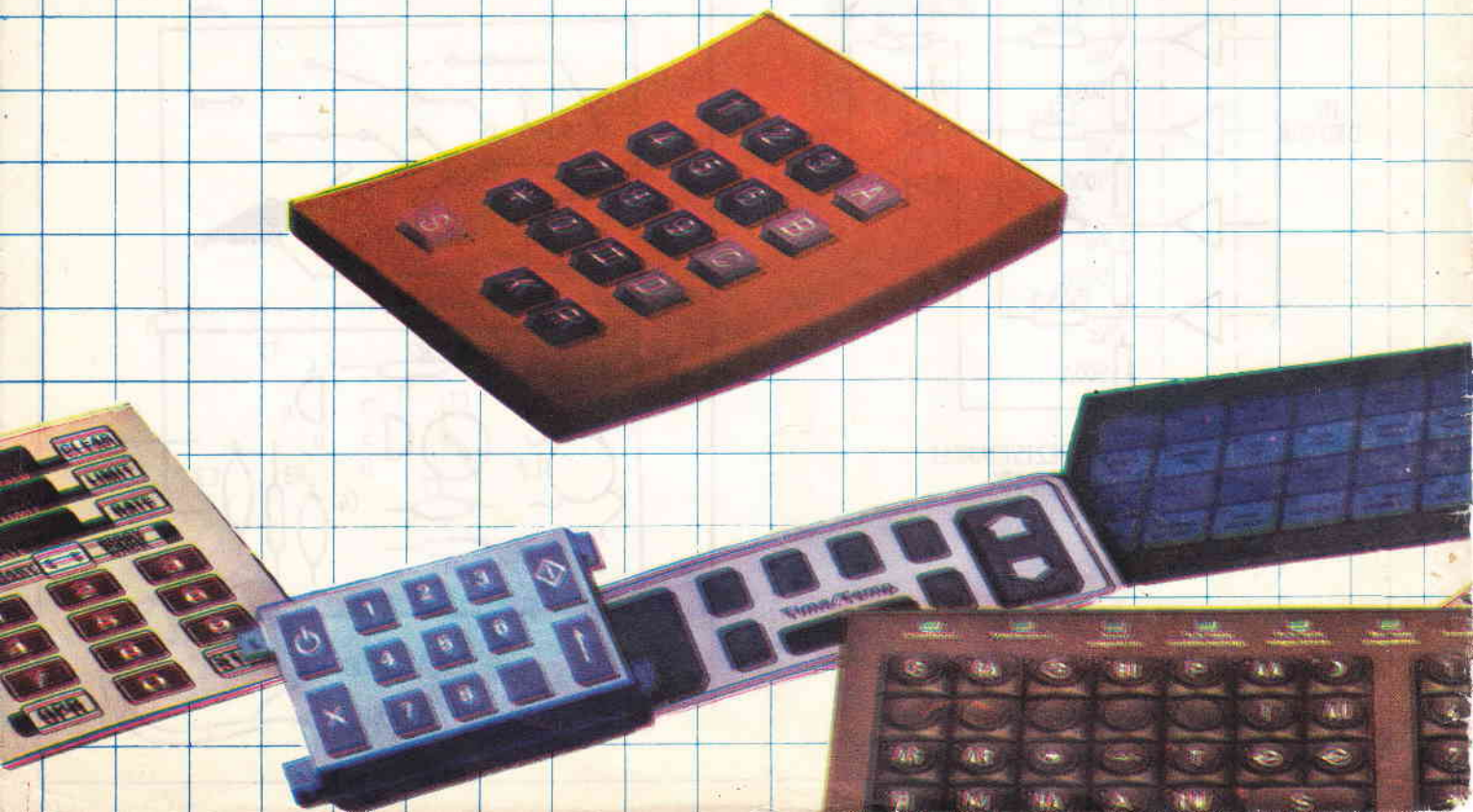
Amplificatorul lucrează bine în toată gama undelor scurte (1,6÷30MHz), dar datele diodelor se vor modifica corespunzător. De exemplu, pentru banda de 3,5MHz se poate utiliza un miez oală tip F.I. pe care se bobinează L1 cu 3 spire din CuEm ϕ 0,25mm, iar deasupra L2 cu 18 spire din aceeaşi sârmă. Datele sunt orientative deoarece diferă în funcţie de materialul miezului (A_L=inductanţa specifică). În orice caz, fiind un singur circuit acordat nu sunt probleme desebite în determianrea pe cale experimentală a numărului de spire pentru L2. Pentru L1 se vor lua de 5 ... 10 ori mai puţine spire.



Lei 250

ISSN 1220-6741

Sperând într-o colaborare cu dv. vă comunicăm că puteţi face abonament direct la editură. Pentru aceasta trimiteţi un mandat poştal cu confirmare de primire pe adresa **REVISTA "ELECTRONISTUL" BUCUREŞTI OF. POŞTAL 5 CĂSUŢA 51 (prin reprezentant** *STAN SERGIU*).

La rubrica "Loc pentru corespondenţă" menţionaţi numerele revistelor pe care le doriţi (numerele 2, 3, 4, 5, 6 şi 7 sunt epuizate).

Pentru a asigura trimiterea revistelor în plic (cu greutate) recomandat, editura suportă jumătate din cheltuielile de expediere. Ca urmare dv. trebuie să achitaţi 280 lei pentru fiecare număr pe care îl comandaţi.